

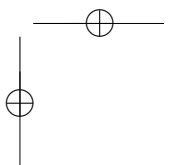
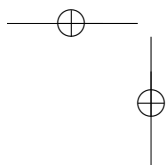
# Voorspellende regelaars voor directe koppelcontrole van draaiveldmachines

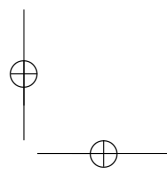
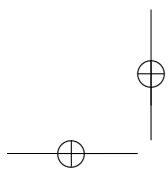
Predictive Controllers for Direct Torque Control of AC Machines

Thomas Vyncke

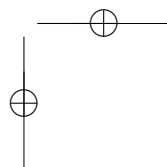
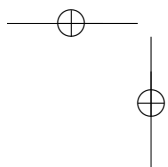
Promotoren: prof. dr. ir. J. Melkebeek, ereprof. dr. ir. R. Boel  
Proefschrift ingediend tot het behalen van de graad van  
Doctor in de Ingenieurswetenschappen: Werktuigkunde-Elektrotechniek

Vakgroep Elektrische Energie, Systemen en Automatisering  
Voorzitter: prof. dr. ir. J. Melkebeek  
Faculteit Ingenieurswetenschappen en Architectuur  
Academiejaar 2011 - 2012





ISBN 978-90-8578-492-0  
NUR 959, 961  
Wettelijk depot: D/2012/10.500/18







Universiteit Gent  
Faculteit Ingenieurswetenschappen en Architectuur  
Vakgroep Elektrische Energie, Systemen en  
Automatisering (EESA)  
Laboratorium voor Elektrische Energietechniek  
(EELAB)

Promotoren:

Prof. dr. ir. Jan Melkebeek  
Prof. dr. ir. René Boel

Leden van de examencommissie:

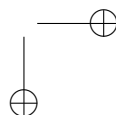
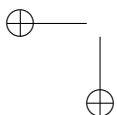
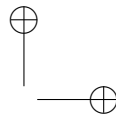
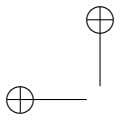
Prof. dr. ir. Luc Taerwe, voorzitter	Decaan FEA, UGent
Prof. dr. ir. Lieven Vandeveldde, secretaris	EESA, UGent
Prof. dr. ir. Johan Gyselinck	BEAMS, ULB
Prof. dr. ir. Philippe Lataire	ETEC, VUB
dr. ir. Jehudi Maes	Picanol N.V.
Prof. dr. ir. Dirk Stroobandt	ELIS, UGent
Prof. dr. ir. Jan Vandewege	INTEC, UGent
Prof. dr. ir. Jan Melkebeek	EESA, UGent
Prof. dr. ir. René Boel	EESA, UGent

Universiteit Gent  
Faculteit Ingenieurswetenschappen en Architectuur  
Vakgroep Elektrische Energie, Systemen en Automatisering (EESA)  
Laboratorium voor Elektrische Energietechniek (EELAB)  
Sint-Pietersnieuwstraat 41, B-9000 Gent, België

Dit werk kwam tot stand in het kader van een mandaat als Aspirant van het Fonds  
Wetenschappelijk Onderzoek - Vlaanderen (FWO).



Proefschrift tot het behalen van de graad van  
Doctor in de Ingenieurswetenschappen:  
Werktuigkunde-Elektrotechniek  
Academiejaar 2011-2012





# Dankwoord

*“Ik ben deel van een geheel...”*

Stef Bos, Gent, 16 november 2011

Midden november, op een mistige avond, zit ik omringd door mijn naaste familie in de Theaterzaal Vooruit in Gent. Het hoofd vol doctoraatsbekkernissen, weinig geslapen, moe en toch wakker, weggeplukt van achter mijn bureau.

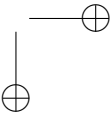
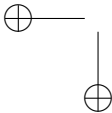
*“Ik ben deel van een geheel...”*

De rode draad van het optreden blijft hangen, het houdt steek, ... het klopt. Ik ben deel van een geheel, of beter nog: deel van verschillende gehelen. Daardoor heb ik de afgelopen jaren kunnen rekenen op de steun van heel wat mensen, daardoor kon ik alles relativeren en is dit proefschrift tot stand kunnen komen. Hierbij wil ik een poging ondernemen om de dankbaarheid die ik hiervoor voel te verwoorden, ook al weet ik dat ik woorden tekort ga komen en onmogelijk iedereen kan vernoemen.

Om te beginnen wil ik graag mijn promotoren bedanken. Gans het doctoraatsverhaal is begonnen toen ik op aangeven van prof. dr. ir. Jan Melkebeek een beursaanvraag indiende bij het FWO. Ik wil hem dan ook graag bedanken voor de mogelijkheid om onderzoek te verrichten naar digitale controle van aandrijvingen binnen EELAB. Ook prof. dr. ir. René Boel wil ik graag bedanken om mij via onze discussies over identificatie en controle van systemen voorbij de grenzen van de vermogenslektronica en aandrijvingen te doen kijken. Bovenal wil ik mijn promotoren bedanken om mij de vrijheid te geven in het uitzetten van onderzoekspistes.

Ook prof. dr. ir. Lieven Vandeveld, prof. dr. ir. Alex Van den Bossche en prof. dr. ir. Luc Dupré wil ik danken voor allerhande adviezen tijdens mijn onderzoek.

Graag zou ik ook alle collega's en oud-collega's bedanken voor een fijne tijd aan EELAB. De middagpauzes boden steeds een aangename onderbreking van het werk, of het onderwerp van de dag nu over techniek, politiek of gewoon de dingen des levens handelde. Een aantal collega's en oud-collega's wil ik toch in het bijzonder bedanken. Gedurende de afgelopen jaren was dr. ir. Steven Thielemans het perfecte klankbord en mijn 'partner in crime' bij het onderzoek, de doctoraatsopleiding en de organisatie van IEEE-activiteiten. Naast een goede collega is hij vooral een goede vriend geworden. Ook dr. ir. Kristof Geldhof en dr. ir. Frederik De Belie ben ik bijzonder dankbaar voor de nuttige, en vooral ook aangename, discussies over elektrische aandrijvingen. Steven, Kristof en Frederik wil ik evenals



ir. Bart Meersman, dr. ir. Francis Bokose, ir. Michiel Jacxsens, ing. Kristof De Koker en ir. Bart Wymeersch als (oud-)bureaugenoten bedanken voor de aangename sfeer. Ik kan enkel hopen dat dit wederzijds is en dat mijn aanwezigheid niet de oorzaak is geweest voor het grote verloop in onze bureau en dus deze lange lijst. Dr. ir. Lieven Degroote was niet alleen een fijne EELAB-collega en vriend, ook tijdens de opleiding ir. heeft hij samen met ir. Ben Dierckx voor menig aangenaam en memorabel moment gezorgd. Tenslotte bedank ik graag Tony Boone, Stefaan Dhondt en Nic Vermeulen voor alle technische hulp en ben ik Ingrid Dubois en Marilyn Van den Bossche zeer erkentelijk voor de administratieve hulp.

In de voorbije jaren in EELAB heb ik steeds met veel plezier een aantal onderwijstaken verzorgd. Bij deze zou ik dan ook graag de studenten bedanken. De uitdaging om te proberen alles duidelijk uit te leggen en hun vragen hebben me vaak uitgebreid doen nadenken. Dit is in het bijzonder waar voor alle VOP- en scriptiestudenten van het labo die ik mee heb kunnen begeleiden. Ook de 'past officers' en medewerkers van de IEEE Student Branch Gent bedank ik graag.

Bij mijn vrienden heb ik altijd steun en ontspanning kunnen vinden, ook al had ik soms minder tijd voor hen dan ik wou. Aan een volledige opsomming waag ik me niet, maar jullie zijn allen bedankt!

De steun van mijn familie is steeds van onschatbare waarde geweest, zonder hen was dit werk nooit tot stand kunnen komen. Mijn schoonouders Leo en Hilde, mijn schoonbroer Karel en zijn vriendin Ivy maakten van Lozer een tweede thuis. Mijn zus Krishna en haar man Dieter hebben me steeds met open armen ontvangen, hun steun was hartverwarmend en het plezier steeds uitbundig. Zus, bedankt om de voorbije 27 jaar zo'n schat te zijn; ik supporter mee tot je binnenkort het dankwoord voor jouw doctoraat schrijft en dr.<sup>2</sup> wordt. Mijn neefje Joachim bedank ik in het bijzonder voor de boeiende telefoontjes in Morse-code. Ook mémé en pépé, die tenslotte aan de basis liggen van dit geheel, wil ik graag bedanken.

Mama en papa, jullie hebben mij steeds onvoorwaardelijk en liefdevol gesteund in alles. Niets was teveel en jullie stonden en staan letterlijk dag en nacht voor ons klaar. Bij gebrek aan gepaste woorden voor zoveel liefde: bedankt!

Het laatste stuk van mijn dankwoord gaat uit naar het kleinste maar wel het belangrijkste element van al mijn gehelen: mijn gezin. Ik wil dit werk dan ook graag opdragen aan mijn vrouw Joke en mijn zoon Noah.

Joke, lieve schat, de vele avonden en weekends achter de computer hebben het niet steeds duidelijk gemaakt, maar ik kan je niet genoeg bedanken voor je onvoorwaardelijke liefde en steun: "you're my home". Recent heb ik van jou dan nog het mooiste geschenk ooit mogen ontvangen: onze stoere Noah.

Mijn lieve zoon, één blik in jouw ogen en alle zorgen zijn vergeten...

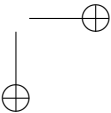
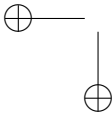
*Gent, maart 2012*

*Thomas Vyncke*



# Samenvatting

Vermogenselektronisch gevoede elektrische aandrijvingen met digitale controle winnen steeds meer aan belang door de toenemende elektrificatie in onze maatschappij. Eén van de drijvende krachten achter deze verdere elektrificatie is ongetwijfeld het feit dat hernieuwbare energie (windturbines, fotonvoltaïsche panelen, golfslagenergie, getijde-energie, ...) vaak omgezet wordt in elektrische energie. Zowel bij nieuwe toepassingen als bij vervangingen van oude aandrijvingen worden steeds vaker digitaal gestuurde vermogenselektronische omvormers gebruikt om de elektrische motor op een efficiënte en flexibele manier te controleren. Een drietal factoren spelen hierbij een hoofdrol. Ten eerste is door de sterk gestegen kostprijs van energie, het toegenomen ecologisch bewustzijn en het daarmee verbandhoudend aangepast wetgevend kader, het realiseren van energiebesparingen voor veel bedrijven, instellingen en consumenten belangrijk geworden. Door hun hoog rendement en de mogelijkheid tot een bi-directionele vermogensstroom van zowel elektrische aandrijvingen als vermogenselektronica kunnen vermogenselektronische aandrijvingen hierin een belangrijke bijdrage leveren. Ten tweede worden in onze samenleving steeds hogere eisen gesteld aan gebruikerscomfort, het beperken van geluidsniveaus, evenals aan de nauwkeurigheid en flexibiliteit van de regeling. Het is in dergelijke condities dat de digitale, vermogenselektronische controle van aandrijvingen ten volle oplossingen kan bieden. Tenslotte zijn ook de beschikbaarheid en economisch voordelige prijs van zowel vermogenselektronische omvormers als digitale controle-eenheden een belangrijke reden voor hun toegenomen succes. De exponentiële groei van de transistordichtheid heeft deze ontwikkeling in vermogenselektronica en digitale controle-elektronica ten volle mogelijk gemaakt. Het zijn deze vaststellingen die het bredere kader vormen voor dit proefschrift. In hoofdstuk 1 worden deze trends dan ook in perspectief geplaatst. In dit proefschrift wordt de digitale vermogenselektronische controle voor inductiemachines (IM's) en permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines (PM-SM's) beschouwd. Beide types machines zijn draaiveldmachines. Deze klasse van machines wordt gekenmerkt door een hoge betrouwbaarheid en hoog rendement. Draaiveldmachines hebben dan ook zonder twijfel het grootste marktaandeel. In hoofdstuk 2 worden hun eigenschappen en modellering kort besproken en vervol-



gens worden een aantal relevante invertortopologieën voor de vermogenselektronische voeding van draaiveldmachines voorgesteld. Hierbij wordt ook aandacht besteed aan een recent voorgestelde topologie, de flying-capacitor multilevel-invertor, die meerdere uitgangsspanningsniveaus kan creëren met behulp van een serieschakeling van schakelaars en capaciteiten. Deze multilevel-invertoren zijn ontstaan uit de vraag naar aandrijvingen met een hoog vermogen die gevoed kunnen worden met middenspanning om de stroom en dus Joule-verliezen te beperken. Vanuit regeltechnisch standpunt vormt het aansturen van dergelijke multilevel-invertoren een echte uitdaging. Het aantal schakelaars en voor dus het aantal mogelijke schakeltoestanden is immers groot. Bovendien moet ook de invertortoestand meestal actief gecontroleerd worden, dit wil zeggen dat de spanningen van de seriecapaciteiten moeten 'gebalanceerd' worden voor een correcte en veilige werking.

Enkele bijzonder interessante regelingen worden voorgesteld die gebruik maken van directe invertorcontrole. Hiermee wordt zowel stroomcontrole van de invertor als directe koppelcontrole van draaiveldmachines gerealiseerd. De kracht van directe controle t.o.v. de klassieke modulatietechnieken (PWM en SVM) ligt in het feit dat het niet-lineaire schakelende karakter van de invertor expliciet in rekening gebracht wordt. De uitgangsspanningskwaliteit is echter niet gegarandeerd. Een lage uitgangsspanningskwaliteit geeft aanleiding tot hogere verliezen en potentiële beschadiging van de motor. Dit aspect wordt in de literatuur vaak ten onrechte over het hoofd gezien. In dit werk wordt echter uitgebreid ingegaan op de spanningskwaliteit van directe invertorcontrole.

In hoofdstuk 3 wordt aansluitend een overzicht gegeven van de belangrijkste methodes om aan de hand van vermogenselektronische omvormers op een efficiënte manier koppelsturing te realiseren voor draaiveldmachines. Een snelle en accurate flux- en koppelcontrole met een hoog rendement is immers primordiaal om een performante aandrijving te bekomen. Deze methodes kunnen onderverdeeld worden in veldoriëntatie en directe koppelcontrole. Binnen de klasse van directe koppelcontrole zijn er veel mogelijke varianten, maar in dit proefschrift wordt geconcentreerd op statorfluxgebaseerde, voorspellende regelaars met directe invertorcontrole.

In hoofdstuk 4 worden de definities en varianten voor voorspellende regelaars besproken. In het bijzonder wordt een kritische evaluatie gemaakt van de toepasbaarheid van de reeds gekende voorspellende algoritmes voor digitale motorcontrole. Het hoofdstuk wordt afgesloten met een toepassingsvoorbeeld waarbij de model-based predictive control (MBPC) geïllustreerd wordt met de stroom- en capaciteitsspanningsregeling van een RL-last aan de hand van een multilevel-invertor. Hierbij wordt zowel de invloed onderzocht van het gebruik van verschillende kostenfuncties in de optimalisatiestap als een modelvereenvoudiging bij de voorspelling. Ook het gedrag bij parameterfouten komt aan bod. Aan het evalueren van de span-

ningskwaliteit die gerealiseerd wordt door de regelaar en invertortopologie wordt bijzondere aandacht besteed, zoals reeds aangehaald is dit een belangrijk maar tot nu toe grotendeels verwaarloosd aspect voor directe regelaars.

De inzichten van de vorige hoofdstukken worden dan toegepast in hoofdstuk 5 waar, vertrekkend van de basisversie van directe koppelcontrole een aantal methodes besproken wordt die allen voorspellend, direct en statorfluxgebaseerd zijn. De methodes worden vergeleken in termen van controlekwaliteit van de motor (koppel en flux), controlekwaliteit van de inverter (schakelfrequentie en bij multilevel-topologieën capaciteitsspanning) en spanningskwaliteit. Eerst komen daarbij de meer klassieke opzoektabel-gebaseerde varianten van directe koppelcontrole (LT-DTC) aan bod. De effecten van een digitale implementatie worden grondig besproken. Er wordt ook een verbeterde methode voor de bemonstering voorgesteld. Ondanks het gebruik van een verbeterde kwantisatie van de koppelfout en wijzigingen in de opzoektabel, is het voor digitaal geïmplementeerde directe koppelcontrole met opzoektabel moeilijk om de controlekwaliteit te verbeteren en de prioriteit van de controle te beheersen.

Als oplossing voor de vastgestelde tekortkomingen worden MBPC-varianten van directe koppelcontrole bestudeerd die online een optimale spanningsvectorselectie realiseren. Er wordt vervolgens, zowel met simulaties als experimenteel, aangetoond dat MBPC voor directe koppelcontrole van draaiveldmachines niet alleen realiseerbaar is, maar ook zeer goede koppel- en fluxcontrole biedt. Er wordt onderzocht welke kostenfuncties de beste resultaten realiseren. Daarbij wordt het duidelijk dat op een eenvoudige manier de prioriteiten van de regelaar kunnen ingesteld worden en dat een aantal typische nadelen van directe koppelcontrole vermeden kunnen worden. Van bijzonder belang is de vaststelling dat deze goede controle gecombineerd kan worden met een goede uitgangsspanningskwaliteit. Ook worden verschillende mogelijkheden voor het voorspellingsmodel onderzocht. Een black-box modellering met een artificieel neurale netwerk en een grey-box model worden naast het analytische voorspellingsmodel behandeld. Het blijkt dat zelfs met een verminderde voorspellingsnauwkeurigheid een zeer performante controle bekomen wordt.

Omdat multilevel-invertoren een groot aantal mogelijke schakeltoestanden hebben is hun directe controle zowel interessant als uitdagend. In dit proefschrift wordt ook de voorspellende directe koppelcontrole van draaiveldmachines met deze multilevel-invertoren bestudeerd. Uit de bespreking voor LT-DTC volgt duidelijk dat de complexiteit van de topologie een meer performante controle vraagt. Daarom wordt MBPC toegepast voor de simultane motor- en invertercontrole. Hoewel het groter aantal schakeltoestanden de rekenlast gevoelig verhoogt, blijft de MBPC-DTC praktisch implementeerbaar en worden goede resultaten behaald.

Niettemin staande het feit dat tegenwoordig reken- en geheugencapaciteit goedkoop

geworden zijn, blijft de rekenlast van MBPC-algoritmes een remmende factor in hun toepassing. De implementeerbaarheid van deze rekenintensieve algoritmes is dus praktisch van groot belang en de realisatie van een succesvolle FPGA-implementatie voor verschillende MBPC-varianten vormt dan ook een belangrijke bijdrage van dit proefschrift. Enkele implementatietechnische aspecten worden besproken in bijlage C. Een efficiënte FPGA-implementatie wordt bekomen door de voordelen van de FPGA (parallelisatie en pipelining) en de eigenschappen van het algoritme (gekaracteriseerd door een groot aantal repetitieve berekeningen) correct te combineren.

Aangezien een aantal van de bestudeerde regelaars gebaseerd zijn op een statorflux-schatting is ook een onderzoek naar bruikbare fluxschatters en hun implementatie opgenomen. Dit wordt besproken in hoofdstuk 6. Hierbij komen zowel zeer eenvoudige als rekentechnisch zeer zware schatters aan bod. Er wordt aangetoond dat met enkele erg eenvoudige schatters behoorlijk goede resultaten kunnen bekomen worden, afgezien van de dynamische eigenschappen. Door gebruik te maken van een Extended Kalman Filter kunnen, met een sterke toename van de rekenlast, de dynamische eigenschappen verbeterd worden. Om de parameterafhankelijkheid te verbeteren wordt ook nog de gecombineerde schatting van de statorflux en motorparameters bestudeerd.

Tot slot worden in hoofdstuk 7 de belangrijkste besluiten van dit werk overlopen en worden er enkele suggesties gedaan voor verder onderzoek. Duidelijk is dat voor de FPGA-implementatie van MBPC nog bijzonder interessante toepassingen weggelegd zijn, ook voor andere types motoren en invertortopologieën. Voor sommige toepassingen, zoals meerfasige en fouttolerante aandrijvingen mag gesteld worden dat dit werkelijk unieke voordelen kan opleveren.

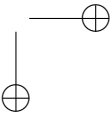
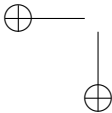




# Summary

Electrical drives with digitally controlled power-electronic converters have become very important in a society that increasingly depends on electrical power. Both for new installations and for replacements the electrical motor is increasingly controlled with high efficiency and flexibility by a power-electronic converter equipped with a digital controller. A number of reasons can be identified for this evolution. Firstly, there is an increased interest from companies, governments and consumers in reducing their energy consumption. Due to the high efficiency and bi-directional energy flow of both the electrical motor and the converter, power-electronic drives can give a considerable contribution to this goal. Secondly, there are increasing demands for the performance of many applications in terms of increased user comfort (e.g. decreasing noise levels), flexibility and accuracy for the controller. Exactly under these conditions digital power-electronic control of drives can offer solutions. Finally, also the increased availability and low prices of power-electronic converters and digital controllers are important driving factors in their increased application. The exponential growth of transistor density (predicted by Moore's Law) enabled this development. All of these reasons form the framework of this dissertation, which are elaborated upon in chapter 1.

The digital power-electronic control is discussed for induction machines (IM) and permanent magnet synchronous machines (PMSM) in this dissertation. Both are AC machines. This class of machines has a high reliability and efficiency. Furthermore, they are the most widely used type of motors. In chapter 2 their properties and modelling is briefly discussed and a number of relevant inverter topologies for their control are presented. Besides the classical two-level inverter, a topology with an increased number of output voltage levels is discussed: the flying-capacitor (FC) multilevel-inverter. The combination of a series connection of power switches and flying capacitors enables the generation of intermediate voltage levels and reduces the required voltage rating of the power switches for a given DC voltage. The topology was proposed to supply medium-voltage high-power drives, but is challenging to control properly. Indeed, the number of switch states is large and the voltages of the flying capacitors often have to be balanced actively. Some interesting control schemes for these inverters use direct control of the switch states.



The advantage of direct inverter control over other modulation techniques (PWM and SVM) is the fact that the non-linear switching behaviour of the inverter is explicitly taken into account. The output voltage quality however is not guaranteed to be good. A low voltage quality results in higher losses and potentially damage to the motor. This aspect often is overlooked in the literature. In this dissertation however, the power quality of direct inverter control is considered. In chapter 3 the most important techniques to achieve torque control for AC machines with power electronic supply are presented. Fast and accurate flux and torque control are instrumental in obtaining a high-performance drive. Within the class of direct torque control, many different schemes have been presented in the literature. In this dissertation the focus is on stator flux based, predictive controllers with direct inverter control.

In chapter 4, predictive controllers for digital motor control are critically discussed. To this end the basic properties and components of predictive controllers are presented first. The chapter gives an application example for the model based predictive control (MBPC) of output current and capacitor voltages of an FC inverter with RL-load. The influence of the cost function used in the optimisation and a possible model simplification for the prediction step are analysed. The effects of parameter mismatch and the selection of a suitable weight factor are discussed as well. Furthermore, the realised voltage quality, an important but until now somewhat neglected aspect of direct inverter control, is analysed.

The principles of predictive control are applied in chapter 5 to the direct torque control. In this chapter an entire family of controllers is discussed. They are all predictive, direct and stator flux based. The methods are compared in terms of motor control quality (torque and flux), inverter control quality (switching frequency and capacitor voltage control) and voltage quality. First the look-up table based version of direct torque control (LT-DTC) is discussed. The effects of a digital implementation are thoroughly analysed and an improved sampling scheme is presented. Despite the use of an improved torque error quantisation and changes to the look-up table, it is hard to set the control priorities of the controller and to improve the overall control quality with a digitally implemented look-up table DTC.

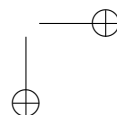
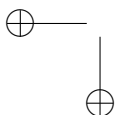
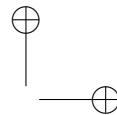
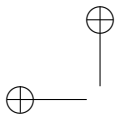
As an alternative some MBPC methods for DTC are studied. These methods select the optimal voltage vector with an online algorithm. It is shown, both in simulation and experimentally, that MBPC for DTC of AC machines not only is feasible, but also provides excellent torque and flux control. Some typical problems with DTC are avoided. Furthermore, the switching frequency and voltage quality can be influenced by setting soft constraints (adding terms to the cost function) or hard constraints (by using constrained switching). As a result the good torque and flux control quality can be combined with a good output voltage quality. Furthermore some possibilities for the prediction model are studied. Besides an analytical pre-

diction model, a black box model with an artificial neural network and a grey box model are considered. Even with a somewhat reduced prediction accuracy these alternatives provide excellent control quality.

A very interesting application of MBPC-based DTC is obtained when FC inverters are used. The algorithm allows simultaneous control of motor and inverter. Despite the large number of switch states, the scheme remains feasible to implement. This feasibility is very important to obtain practical applications, as even with the calculation power nowadays at hand the widespread adoption of MBPC for power electronics is restricted by the large computational load. In this dissertation an FPGA-implementation strategy was used that enables implementations which until now have been deemed not practically (and economically) possible. Some practical details are discussed in appendix C. However, the efficient FPGA-implementation was only possible by matching the advantages of the FPGA (parallelisation and pipelining) with the properties of the FS-MBPC problem (a large number of repetitive calculations). This actually is the culmination of two separately already interesting topics in digital drive control.

Because several of the studied algorithms heavily depend on the stator flux estimation, a selection of stator flux estimators is discussed and compared in chapter 6. Both very simple and computationally very heavy estimators are considered. As with the control algorithm, the most suitable solution depends on the application. It is shown that some very simple estimators are able to perform well, although the dynamic behaviour is not so excellent. By using an Extended Kalman Filter (EKF), the dynamic performance can be improved, although the computational load increases strongly. To reduce the parameter sensitivity of the EKF different state vectors are used and the simultaneous estimation of stator flux and motor parameters is studied. It is shown that a good combination is not as straightforward as often mentioned in the literature.

Chapter 7 sums up the most important conclusions and realisations of this dissertation. Additionally some proposals are done for future research. This shows that the FPGA-implementation of MBPC for power electronics still offers very interesting topics with other types of motors and converter topology. For some applications, such as polyphase and fault tolerant drives, truly unique advantages can be obtained.



# Inhoudsopgave

<b>Samenvatting</b>	<b>i</b>
<b>Summary</b>	<b>v</b>
<b>Inhoudsopgave</b>	<b>ix</b>
<b>Lijst van afkortingen en symbolen</b>	<b>xv</b>
<b>1 Inleiding</b>	<b>1</b>
1.1 Het belang van elektrische aandrijvingen . . . . .	1
1.2 Draaiveldmachines in elektrische aandrijvingen . . . . .	2
1.3 Vermogenselektronica in elektrische aandrijvingen . . . . .	4
1.4 Digitale regelaars in elektrische aandrijvingen . . . . .	7
1.5 Probleemstelling . . . . .	10
1.6 Doelstellingen en overzicht van het proefschrift . . . . .	13
<b>2 Modelleren en vermogenselektronische voeding van draaiveldmachines</b>	<b>15</b>
2.1 Inleiding . . . . .	15
2.2 Inductiemachines . . . . .	16
2.2.1 De tweefasige voorstelling en ruimtevectorvoorstelling . .	17
2.2.2 Toestandsmodellen en referentiestelsels . . . . .	21
2.3 Permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines . . . . .	24
2.3.1 PMSM's met beperkte inductantievariatie . . . . .	26
2.3.2 PMSM's met uitgesproken inductantievariatie . . . . .	27
2.4 Spanningsinvertoren met twee spanningsniveaus . . . . .	28
2.4.1 Topologie . . . . .	29
2.4.2 Modulatie . . . . .	33
2.5 Multilevel-spanningsinvertoren . . . . .	50
2.5.1 Verschillende topologieën . . . . .	51
2.5.2 Flying-capacitor multilevel-invertoren . . . . .	55

2.6	Spanningskwaliteit bij invertorvoeding van draaiveldmachines . . .	60
2.6.1	Belang van spanningskwaliteit en definities . . . . .	60
2.6.2	Methodes om spanningskwaliteit te analyseren en op te leggen . . . . .	65
2.7	Besluit . . . . .	74
<b>3</b>	<b>Koppelcontrole van draaiveldmachines</b>	<b>75</b>
3.1	Inleiding . . . . .	75
3.2	Enkele basisbegrippen voor de koppelcontrole van draaiveldmachines	75
3.3	Veldoriëntatie . . . . .	77
3.4	Directe koppelcontrole . . . . .	78
3.4.1	Directe koppelcontrole met opzoektabel . . . . .	81
3.4.2	Directe koppelcontrole met ruimtevectormodulatie . . . .	87
3.4.3	Voorspellende directe koppelcontrole . . . . .	89
3.4.4	Fuzzy-Logic directe koppelcontrole . . . . .	90
3.4.5	Directe koppelcontrole met neurale netwerken . . . . .	91
3.4.6	Niet-lineaire directe koppelcontrole . . . . .	92
3.5	Het gebruik van verschillende invertortopologieën bij koppelcontrole	93
3.6	Besluit . . . . .	93
<b>4</b>	<b>Voorspellende regelaars voor vermogenselektronische omvormers</b>	<b>95</b>
4.1	Inleiding . . . . .	95
4.2	Voorspellende regelaars versus modelgebaseerde voorspellende regelaars . . . . .	97
4.3	Componenten en eigenschappen van MBPC-regelaars . . . . .	100
4.3.1	Componenten . . . . .	102
4.3.2	Eigenschappen . . . . .	106
4.4	Opties bij (modelgebaseerde) voorspellende regelaars . . . . .	109
4.4.1	Keuze van voorspellingsmodel . . . . .	109
4.4.2	Keuze van controlesignalen . . . . .	111
4.4.3	Keuze van optimaliteitsvoorwaarden - kostenfunctie . . .	111
4.4.4	Keuze van optimalisatietechniek . . . . .	112
4.5	Belangrijkste implementatievormen van voorspellende regelaars .	113
4.5.1	Dead-Beat Control . . . . .	114
4.5.2	Short-Range Direct Predictive Control . . . . .	117
4.5.3	Generalized Predictive Control . . . . .	117
4.5.4	Online Direct Programming MBPC . . . . .	120
4.5.5	Offline Direct Programming MBPC: Multi-Parametric Programming . . . . .	122
4.5.6	Finite-Set Model Based Predictive Control . . . . .	124

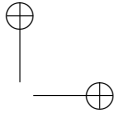
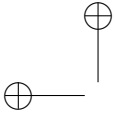
4.5.7	Classificatie van de belangrijkste types voorspellende regelaars . . . . .	127
4.6	Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren . . . . .	127
4.6.1	Situering van het toepassingsvoorbeeld . . . . .	127
4.6.2	MBPC voor 3-fasige, 3L-FC-invertor . . . . .	129
4.6.3	Analyse van de controlekwaliteit . . . . .	133
4.6.4	Alternatieve versies van de kostenfunctie . . . . .	144
4.6.5	Een grotere voorspellings- en controlehorizon . . . . .	149
4.6.6	Invloed van het voorspellingsmodel . . . . .	151
4.6.7	Analyse van de invertorspanningskwaliteit . . . . .	162
4.6.8	Toepassingen van de FS-MBPC stroomcontrole bij indirecte veldoriëntatie van een inductiemachine . . . . .	167
4.6.9	FS-MBPC stroomcontrole voor FC-invertoren met een hoger aantal spanningsniveaus . . . . .	170
4.6.10	Besluit i.v.m. het toepassingsvoorbeeld . . . . .	176
4.7	Besluit . . . . .	178
<b>5</b>	<b>Directe koppelcontrole: schakelstrategieën als voorspellende regelaars</b>	<b>181</b>
5.1	Inleiding . . . . .	181
5.2	Voorspellende regelaars voor directe koppelcontrole . . . . .	182
5.2.1	DTC als voorspellende controle . . . . .	182
5.2.2	Afbakening van de klasse van voorspellende regelaars . . . . .	184
5.3	Criteria voor de kwaliteit van de schakelstrategieën . . . . .	185
5.3.1	Koppelcontrole . . . . .	185
5.3.2	Fluxcontrole . . . . .	188
5.3.3	Spanningskwaliteit . . . . .	188
5.4	Fundamentele verschillen bij de toepassing van directe koppelcontrole op inductiemachines en PMSM's . . . . .	189
5.5	Strategieën gebaseerd op opzoektabelen . . . . .	191
5.5.1	Analoge DTC . . . . .	192
5.5.2	Fundamentele eigenschappen . . . . .	199
5.5.3	Digitale DTC . . . . .	204
5.5.4	Bemonstering en tijdsvertraging bij LT-DTC . . . . .	210
5.5.5	Mogelijkheden voor koppelkwantisatie . . . . .	216
5.5.6	Gewijzigde opzoektabelen voor LT-DTC . . . . .	221
5.5.7	Besluit over strategieën gebaseerd op opzoektabelen . . . . .	224
5.6	Short-Range Direct Predictive Control . . . . .	225
5.7	Finite-Set Model Based Predictive Control . . . . .	227
5.7.1	Basisstrategie . . . . .	227
5.7.2	Wijzigingen in de optimalisatie-stap . . . . .	232

5.7.3	Wijzigingen voor de controle-ingangen . . . . .	240
5.7.4	Robuustheid van FS-MBPC voor directe koppelcontrole . . . . .	242
5.8	Modellen voor de voorspellingsstap bij FS-MBPC van inductiemachines . . . . .	243
5.8.1	Analytisch model van de machine . . . . .	243
5.8.2	Neuraal-netwerk-voorspellingsmodel van de machine . . . . .	244
5.8.3	Grey-box model van de machine . . . . .	248
5.8.4	Vergelijking tussen de bekomen controles: simulatie . . . . .	251
5.8.5	Vergelijking tussen de controles: experimentele verificatie . . . . .	255
5.9	Directe koppelcontrole met multileveltopologieën . . . . .	255
5.9.1	Opzoektabel . . . . .	255
5.9.2	Finite-Set Model Based Predictive Control . . . . .	256
5.10	Besluit . . . . .	263
<b>6</b>	<b>Statorfluxschatting</b>	<b>267</b>
6.1	Inleiding . . . . .	267
6.2	Beoordeling van de statorfluxschattingsskwaliteit . . . . .	269
6.3	Open-loop schatters: Spanningsmodel . . . . .	269
6.3.1	Integrator . . . . .	270
6.3.2	Laagdoorlaatfilter . . . . .	271
6.4	Gesloten-kring-schatters . . . . .	274
6.4.1	Gesloten-kring-integrator met PCLPF . . . . .	276
6.4.2	Gesloten-kring-integrator met PI-correctie . . . . .	280
6.4.3	Gesloten-kring LPF in het stationair referentiestelsel . . . . .	281
6.4.4	Gesloten-kring LPF in statorfluxreferentiestelsel . . . . .	282
6.4.5	Besluit voor gesloten-kring-schatters . . . . .	283
6.5	Open-kring-schatters: Stroommodel . . . . .	283
6.5.1	Inductiemachine . . . . .	284
6.5.2	Permanent-magneetbekerachtigde synchrone machine . . . . .	285
6.5.3	Voordelen en nadelen van stroommodelschatters . . . . .	286
6.6	Observers zonder stochastisch storingsmodel . . . . .	286
6.6.1	Toestandsreconstructie . . . . .	286
6.6.2	Gecombineerde toestandsreconstructie en parameterschattingen . . . . .	287
6.7	Observers met stochastisch storingsmodel: Extended Kalman Filter . . . . .	288
6.7.1	Het EKF: algemeen . . . . .	288
6.7.2	EKF voor IM . . . . .	290
6.7.3	EKF voor SPMSM . . . . .	290
6.7.4	Invloed van parametervariaties . . . . .	292
6.7.5	Parameterschattingen binnen het EKF . . . . .	295
6.7.6	Inductantievariaties en verzadiging . . . . .	302



6.7.7	EKF voor IPMSM . . . . .	306
6.8	Vergelijking statorfluxschatters . . . . .	311
6.8.1	Werking bij ideale omstandigheden . . . . .	311
6.8.2	Invloed van meetfouten . . . . .	312
6.8.3	Invloed van de statorweerstand . . . . .	315
6.8.4	Invloed van een foutieve initialisatie . . . . .	315
6.9	Koppelschatting . . . . .	317
6.10	Combinatie schatter-schakelstrategie . . . . .	318
6.11	Besluit . . . . .	319
<b>7</b>	<b>Slotbeschouwingen en verder onderzoek</b>	<b>323</b>
7.1	Besluiten . . . . .	323
7.2	Originele bijdragen in dit proefschrift . . . . .	327
7.3	Mogelijkheden voor verder onderzoek . . . . .	329
<b>A</b>	<b>Veldoriëntatie</b>	<b>339</b>
A.1	Inductiemachines . . . . .	339
A.1.1	Directe veldoriëntatie . . . . .	341
A.1.2	Indirecte veldoriëntatie . . . . .	343
A.2	Permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines . . . . .	343
A.3	Sensorloze veldoriëntatie . . . . .	347
<b>B</b>	<b>Afleiding voor SISO-GPC</b>	<b>349</b>
B.1	Voorspellingsmodel . . . . .	349
B.2	Kostenfunctie . . . . .	351
B.3	Optimalisatie . . . . .	353
<b>C</b>	<b>Experimentele opstellingen en simulatiemodellen</b>	<b>355</b>
C.1	Inleiding . . . . .	355
C.2	Implementatie van voorspellende regelaars . . . . .	356
C.3	Field Programmable Gate Arrays . . . . .	357
C.4	Gebruikte hardware en software voor de FPGA- implementatie . . . . .	361
C.4.1	Hardware . . . . .	361
C.4.2	Software . . . . .	363
C.5	Implementatiemethodologie en ontwerpsacties . . . . .	364
C.5.1	Algoritme-ontwikkeling . . . . .	366
C.5.2	FPGA-gebaseerde hardware-architectuurontwerp . . . . .	367
C.5.3	Verificatie en debugging . . . . .	369
C.6	FPGA-implementatie van FS-MBPC stroomcontrole voor FCC's . . . . .	370
C.6.1	Computationale belasting van FS-MBPC voor FCC's . . . . .	370

C.6.2	Efficiënte FPGA-implementatie . . . . .	373
C.7	Vermogenselektronische omvormers . . . . .	382
C.7.1	Omvormer 1: 2-L VSI . . . . .	382
C.7.2	Omvormer 2: 3-L FCC . . . . .	382
C.7.3	Omvormer 3: 4-L FCC . . . . .	382
C.8	Motorparameters . . . . .	384
C.8.1	Inductiemachines . . . . .	384
C.8.2	Permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines . . . . .	384
C.9	Simulatiemodellen . . . . .	385
C.9.1	Algemeen . . . . .	385
C.9.2	Floating-point simulaties . . . . .	385
C.9.3	Fixed-point simulaties . . . . .	386
<b>D</b>	<b>Parameterschatting</b> . . . . .	<b>387</b>
D.1	Inleiding . . . . .	387
D.2	Identificatie in het frequentiedomein . . . . .	388
D.2.1	Meetopstelling . . . . .	388
D.2.2	Excitatie-signaal . . . . .	388
D.2.3	Verwerking van de data . . . . .	392
D.3	Toepassingen voor de data uit de frequentiedomein-identificatie . . . . .	392
D.3.1	Identificatie van de transferfuncties voor $d$ - en $q$ -assen . . . . .	393
D.3.2	Bestuderen van cross-saturation . . . . .	393
D.4	Experimentele resultaten . . . . .	394
D.4.1	Variatie van de bekomen parameters . . . . .	394
D.4.2	Invloed van verzadiging . . . . .	394
D.5	Besluit . . . . .	397

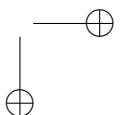
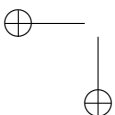


# Lijst van notaties, symbolen en afkortingen

## Lijst met voornaamste notaties

- scalaire grootheden:  $R$  (weerstand),  $v$  (spanning), ...
- ruimtevectoren:  $\underline{v}$  (spanningsvector),  $\underline{\Psi}$  (fluxvector), ...
- toestandsvectoren en matrices:  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]$  (toestandsvector),  $\mathbf{K}$  (Kalman correctiematrix), ...

$x_d, x_q$	de componenten van de ruimtevector $\underline{x}$ in een referentiestelsel verbonden aan de rotor(flux)
$x_\alpha, x_\beta$	de componenten van de ruimtevector $\underline{x}$ in een stationair referentiestelsel
$x_r, x_t$	de componenten van de ruimtevector $\underline{x}$ in het referentiestelsel synchroon met en gelegen volgens de statorfluxvector
$x_a, x_b, x_c$	de variabele $x$ voor respectievelijk fase $a$ , $b$ , en $c$
$x_s$	de variabele of parameter $x$ voor de stator
$x_r$	de variabele of parameter $x$ voor de rotor
$x^*$	wenswaarde voor de variabele $x$
$x_n$	nominale waarde voor de variabele $x$
$x^k$	de waarde van de variabele $x$ op update-ogenblik $k$
$x^{k+1 k}$	de voorspelde waarde van de variabele $x$ op update-ogenblik $k + 1$ gebaseerd op de waarde van $x$ op update-ogenblik $k$
$\Im(x)$	imaginair deel van $x$
$\dot{x}$	afgeleide naar de tijd van $x$



$ x $	absolute waarde van $x$
$\angle \underline{x}, \underline{y} >$	de hoek tussen de vectoren $\underline{x}$ en $\underline{y}$

## Lijst met voornaamste symbolen

$\delta$	lasthoek: hoek tussen statorfluxvector en rotorfluxvector
$\delta_m$	maximale lasthoek
$\gamma$	hoek tussen de spanningsvector en de statorfluxvector
$\theta$	rotorhoek in elektrische radialen
$\theta_\Psi$	hoek van de statorfluxvector in elektrische radialen
$\omega$	pulsatie of snelheid in elektrische radialen per seconde
$\omega_c$	afsnijfrequentie van een laagdoorlaatfilter
$\omega_r$	rotorsnelheid van IM in elektrische radialen per seconde
$f_c$	frequentie van de draaggolf
$f_u$	update-frequentie
$C$	capaciteit
$I_w$	wenswaarde voor de stroomamplitude
$j$	notatie voor het imaginair getal $i$
$J^k$	kostenfunctie op update-ogenblik $k$
$L$	inductantie
$m$	aantal fasen
$M$	modulatie-index
mod	modulo
$n$	aantal spanningsniveaus van een multilevel-invertor
$N$	voorspellingshorizon
$N_u$	controlehorizon
$N_d$	deel van de horizon met dode tijd
$N_t$	totale horizon ( $N_d + N$ )
$R$	weerstand
$S_{ix}$	(schakelfunctie van) schakelaar $i$ van fase $x$
$\bar{S}_{ix}$	(schakelfunctie van) de complementaire schakelaar $i$ van fase $x$
$\tau$	tijdsconstante
$T$	koppel
$T_D$	dode tijd
$T_{on}$	aan-tijd van een schakelaar

$T_c$	periode van de draaggolf ( $\frac{1}{f_c}$ ) of SVM
$T_u$	update-periode
$v$	spanning
$v_{xo}$	spanning van fase $x$ t.o.v. het sterpunt van de last
$v_{xn}$	spanning van fase $x$ t.o.v. het (fictieve) middenpunt van de DC-bus
$v_{on}$	sterpuntspanning t.o.v. het (fictieve) middenpunt van de DC-bus
$V_{DC}$	busspanning
$W$	gewichtsfactor

### Motorparameters en -grootheden

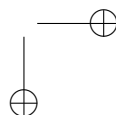
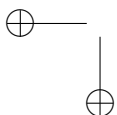
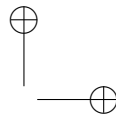
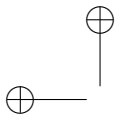
$R_s, R_r$	statorweerstand, rotorweerstand
$L_s, L_r, L_m$	statorzelfinductantie, rotorzelfinductantie, inductantie van het hoofdveld
$N_p$	aantal poolparen
$s$	slip
$\sigma$	spreidingscoëfficiënt $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$
$\Psi_s, \Psi_r$	statorflux, rotorflux
$\Psi_f$	permanent-magneetflux

### Lijst met voornaamste afkortingen

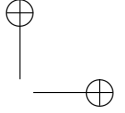
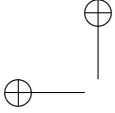
2L-VSI	Spanningsinverter met twee spanningsniveaus
AC	Alternating Current, wisselspanning
ADC	Analog to Digital Converter, analoog-naar-digitaal omzetter
ANN	Artificial Neural Network
ASIC	Application Specific IC
CPLD	Complex Programmable Logic Device
DC	Direct Current, gelijkspanning
DBC	Dead Beat Control
DSC	Direct Self Control
DSP	Digital Signal Processor
DTC	Direct Torque Control, directe koppelcontrole. LT-DTC of ST-DTC (DTC met opzoektabel) SVM-DTC (DTC met space vector modulation)

EKF	Extended Kalman Filter
FC / FCC	Flying Capacitor / Flying Capacitor Convertor
FFT	Fast Fourier Transform
FL	Fuzzy Logic
FOC	Field Oriented Control, veldoriëntatie varianten zijn IFOC (indirecte veldoriëntatie) / DFOC (directe veld- oriëntatie)
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GPC	Generalized Predictive Control
HPF	High Pass Filter
IC	Integrated Circuit
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IM	Inductiemachine
IPM	Intelligent Power Module
LPF	Low Pass Filter
LP / QP / NLP	Linear Programming / Quadratic Programming / Non-linear Pro- gramming.
MAE	Mean Absolute Error
MBPC	Model Based Predictive Control Wanneer slechts een beperkt aantal inputs mogelijk is: FS-MBPC, Finite-Set Model Based Predictive Control
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MOSFET	Metal Oxide Field Effect Transistor
MSE	Mean Squared Error
MTPA	Maximum Torque Per Ampère
$n$ L-VSI	VSI met $n$ spanningsniveaus, in het geval van een FCC: $n$ L-FCC
NPC	Neutral Point Clamped
PEBB	Power Electronic Building Block
PCLPF	Programmable Cascaded Low Pass Filter
PCR	Polarity Consistency Rule. Indien gedefinieerd per puls: Pulse PCR (PPCR) en voor multilevel convertoren: Extended PPCR (EPPCR)

PI	Proportional-Integral
PLL	Phase-Locked Loop
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine (Surface PMSM: SPMSM / Interior PMSM: IPMSM / Line-Start PMSM: LSPMSM)
PWM	Pulse Width Modulation, pulsbreedtemodulatie (ook wel pulswijdtemodulatie genoemd)
RMS	Root Mean Square
RMSE	Root Mean Square Error
SISO	Single-Input Single-Output
SR-DPC	Short-Range Direct Predictive Control
s.s./ s.l.	sensu stricto / sensu lato
SS	Switch State, schakeltoestand
SSFR	StandStill Frequency Response test
SVM	Space Vector Modulation, ruimtevectormodulatie
THD	Total Harmonic Distortion
VSI	Voltage Source Inverter
WTHD	Weighted THD







# Hoofdstuk 1

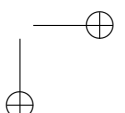
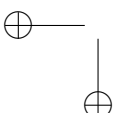
## Inleiding

In dit hoofdstuk wordt even stilgestaan bij het belang van elektrische aandrijvingen in onze huidige en toekomstige maatschappij. Bovendien worden de belangrijkste redenen voor de toename van dit belang besproken. Aansluitend bij deze redenen worden enkele zeer significante evoluties en trends binnen de drie hoofdcomponenten van een moderne elektrische aandrijving behandeld: de elektrische motor, de vermogenselektronische omvormer en de controle-elektronica. Enkele van deze belangrijke evoluties dienen als breder kader voor dit proefschrift.

De specifieke probleemstelling en de bijhorende doelstellingen van dit proefschrift komen dan ook aansluitend in dit hoofdstuk aan bod. Het hoofdstuk wordt afgesloten met een overzicht van de opbouw van het proefschrift.

### 1.1 Het belang van elektrische aandrijvingen

Elektrische aandrijvingen winnen steeds meer aan belang, niet alleen economisch maar ook als technologie die de huidige en toekomstige maatschappij mee vorm geeft. De redenen hiervoor zijn veelvuldig. Twee heel belangrijke trends, en vooral hun achterliggende oorzaken, zijn toch als hoofdredenen aan te merken. Ten eerste is er een toenemende elektrificatie van allerlei toepassingen en installaties in onze maatschappij, ten tweede worden klassiekere elektrische en elektromechanische installaties steeds vaker vervangen door vermogenselektronisch gevoede varianten. De oorzaken voor deze twee trends zijn te situeren in een streven naar een 'groenere' wereld en het onder controle houden van de energiefactuur door het realiseren van belangrijke energiebesparingen en emissiereducties. In veel toepassingen geven het hoge rendement en de vaak inherente mogelijkheid tot een bidirectionele vermogensstroom van elektrische aandrijvingen immers aanleiding tot belangrijke besparingen. Daarbij komt nog de mogelijke besparingen door de regelbaarheid van deze aandrijvingen door vermogenselektronica. Tenslotte mogen ook de ein-



dige beschikbaarheid van fossiele brandstoffen en de elektrische natuur van veel vormen van hernieuwbare energieproductie (windturbines, fotonvoltaïsche panelen, golfslagenergie, getijde-energie, ...) niet onderschat worden als drijvende krachten achter de toegenomen elektrificatie van onze samenleving.

Het is dan ook duidelijk dat volledige sectoren, zoals transport (elektrische wagens, vliegtuigen, ...), hertekend worden. Verder is het ook zo dat in onze samenleving de mensen, bedrijven en overheden steeds veeleisender worden. Dit vertaalt zich in eisen als toegenomen gebruikerscomfort en verlaagde geluidsniveaus voor veel toepassingen, nauwkeurigere controle en positionering bij o.a. productieprocessen (maar ook in veel andere gebieden, zoals medische toepassingen) en vooral in een grote flexibiliteit van controle. Het is onder dergelijke condities dat de digitale, vermogenselektronische controle van aandrijvingen ten volle oplossingen kan bieden.

Duidelijk zullen elektrische aandrijvingen, en dan in het bijzonder vermogenselektronisch gevoede versies, door de eerder genoemde oorzaken een steeds belangrijkere rol gaan spelen. Dat maakt de studie en ontwikkeling van dergelijke flexibele, digitaal gestuurde vermogenselektronische elektrische aandrijvingen een groot en boeiend gebied.

## 1.2 Draaiveldmachines in elektrische aandrijvingen

Aangezien het gebruik van elektrische aandrijvingen in zoveel toepassingsgebieden sterk is toegenomen en zal blijven toenemen is het zeer interessant om eens te bekijken welke motortypes bij voorkeur gebruikt worden in deze aandrijvingen. In het verleden werd vooral de gelijkstroommachine gebruikt in aandrijvingen die moesten regelbaar zijn in snelheid en/of koppel. De mate waarin een bepaald type motor enig marktaandeel heeft weten te veroveren is steeds in grote mate bepaald geweest door de mogelijkheden die bestaan om dat type motor goed te controleren. Sinds de ontwikkeling van de eerste elektrische motoren is de controle van elektrische aandrijvingen dan ook een belangrijk onderwerp geweest. Harry Ward Leonard verwoordde reeds in 1896 in zijn paper “Volts vs. ohms - Speed Regulation of Electric Motors” [1] treffend wat nog steeds als de basis van goede machinecontrole kan gezien worden:

*“all operations by means of electrical motors involve the desirability of operating an electrical motor under perfect and economical control at any desired speed from rest to full speed”,*

waarbij “perfect and economical” uiteraard afhangt van de beoogde toepassing. Waar Ward Leonard deze doelstelling voor een gelijkstroommachine slechts kon

bereiken door gebruik te maken van drie machines met een vergelijkbaar vermogen is het de opkomst van de siliciumgebaseerde vermogenselektronica (waarover meer in §1.3) die de huidige controle heeft bepaald. Deze opkomst en de daaraan gekoppelde controle startte met de introductie van de thyristor in de jaren 1950. Sinds dan is het gebruik van draaiveldmachines, eerst in snelheidsgestuurde en later ook in koppelgestuurde aandrijvingen, sterk toegenomen.

Een eerste mijlpaal was de snelheidssturing van kooiankerinductiemachines in de jaren 1970. De inductiemachine was op dat moment het werkpaard van de industrie als netgevoede machine zowel in kooiankeruitvoering als met slipringen. De kooiankerinductiemachine heeft als inherente eigenschappen een grote robuustheid en lage onderhoudseisen, een lage productiekost (geen gewikkelde rotor, geen zeldzame aarden voor permanente magneten) en een behoorlijke koppel- en vermogensdensiteit. Bovendien kan door het ontbreken van borstels de machine explosie veilig uitgevoerd worden. Na de snelheidssturing met invertorvoeding kwamen al snel ook koppelregelingen voor kooiankerinductiemachines naar voren in de literatuur en deze technieken worden sinds de jaren 1980 steeds vaker gebruikt. Op dit moment is dan ook eerder de kooiankermotor met invertorvoeding het werkpaard van de industrie geworden.

Ook voor een ander type draaiveldmachine, namelijk de synchrone machine, heeft de ontwikkeling van de vermogenselektronica heel wat mogelijkheden gecreëerd. Waar vroeger deze machines immers enkel terug te vinden waren als motor voor toepassingen die een zekere synchronisatie vereisten en natuurlijk als generatoren, biedt de vermogenselektronica de mogelijkheid om op een efficiënte manier de snelheid (en het koppel) te regelen. Door de dure bouwvorm en het nodige onderhoud bleven echter de toepassingen voor elektrisch bekrachtigde synchrone machines beperkt tot grote vermogens. Synchrone machines met permanent-magneetbekrachtiging bieden met hoge rendementen, lage onderhoudseisen en een conceptueel eenvoudiger sturing zeer interessante perspectieven voor allerlei toepassingen. De eigenschappen en beperkte beschikbaarheid van de zeldzame aarden nodig voor de productie van de magneten verhinderden lange tijd een doorbraak van dit type machine. Sinds de ontwikkeling van neodymiummagneten (Nd-FeB) in 1982 door General Motors en Sumitomo Special Metals, zijn permanent-magneetbekrachtigde synchrone machines (PMSM) echter aan een echte opmars begonnen. Neodymiummagneten zijn in veel opzichten technisch superieur aan SmCo- en Alnico-magneten. De maximale werkingstemperatuur (Curietemperatuur) en corrosiebestendigheid daarentegen zijn wel gevoelig lager. Het gebruik van neodymiummagneten maakte de ontwikkeling van permanent-magneetbekrachtigde synchrone machines met een hoog rendement en hoge vermogens- en koppel-dichtheid mogelijk vanaf relatief kleine vermogens tot grote vermogens. Waar deze machines oorspronkelijk alleen in de meest veeleisende servotoepassingen werden

gebruikt (en economisch verantwoord waren) is hun gebruiksgebied de laatste 10 jaar enorm uitgebreid. Hun toepassingsdomein omvat nog steeds servotoepassingen, maar ook tractie (o.a. elektrische en hybride wagens), productie (bijvoorbeeld bij decentrale productie) en steeds vaker ook de procesindustrie. Een belangrijk nadeel en potentiële beperking van het gebruik van neodymiummagneten is echter de onzekere bevoorrading<sup>1</sup> en de gevolgen hiervan op de prijs (een factor 10 in minder dan twee jaar).

Een bijzonder relevante ontwikkeling hier is de opkomst van hybride vormen van inductiemachines en permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines. Deze kunnen enerzijds opgevat worden als inductiemachines met ondersteuning door permanente magneten, resulterend in een synchrone werking met hoog rendement voor een relatief beperkte magneetkost. Vooral de steeds strenger wordende efficiëntie-eisen voor elektrische machines zorgen ervoor dat machinefabrikanten steeds meer van deze modellen op de markt brengen en aanprijzen. Anderzijds kunnen deze machines ook beschouwd worden als permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines met een geïntegreerde kooi om aan te lopen bij een conventionele netvoeding (de zogenaamde line-start motoren). Welke invalshoek men ook kiest, feit is dat deze machines zowel geschikt zijn voor netvoeding als voor invertorvoeding, dat ze hoge rendementen bieden en bovenal geschikte kandidaten zijn om in veel toepassingen inductiemachines te vervangen (en eventueel de plaats van een PMSM voorbereiden).

Hoewel de vooruitgang in materiaaltechnologie en motorontwerp (uitgebreide toepassing van eindige elementenmethodes) zeker een belangrijke rol hebben gespeeld in de totstandkoming van de huidige dominantie van draaiveldmachines (en recentelijk zeker PMSM's) in de meest uiteenlopende toepassingen, is vooral de flexibele vermogenselektronische voeding van deze machines doorslaggevend geweest.

### 1.3 Vermogenselektronica in elektrische aandrijvingen

Onze maatschappij is de afgelopen decennia razendsnel veranderd door de opkomst van elektronica. Een leven zonder computers, internet, smart phones, ... lijkt niet meer denkbaar hoewel dit allemaal relatief recente ontwikkelingen zijn. De mate waarin deze ontwikkelingen ons dagelijks leven bepaald hebben en de snelheid

<sup>1</sup>Grootte-orde als enkele kg NdFeB-magneten voor een elektrische auto (bvb. voor de motoren van een Toyota Prius: 1 kg) en tot 100 kg NdFeB-magneten voor grote windturbines indachtig dient opgemerkt te worden dat de vraag naar zeldzame aarden bijzonder groot is geworden. De milieu- en bevoorradingsaspecten voor magneten van zeldzame aarden zullen dus steeds prangender worden. Merk hierbij op dat de zogenaamde 'zeldzame aarden' niet zeldzaam voorkomen in de aardkorst, maar voornamelijk erg moeilijk te winnen zijn.

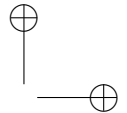
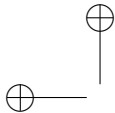
waarmee ze dit deden zorgen ervoor dat er vaak, naar analogie met de industriële revolutie, over een ‘elektronische revolutie’ kan gesproken worden. Deze revolutie is gebaseerd op de ontwikkeling van integrated circuits (IC’s) en microprocessoren, waarbij de ontwikkeling van de transistor het startschot gaf. Gordon Moore voorspelde dat het aantal transistoren in een computerchip iedere 18 maanden verdubbelt (dit staat gekend als de wet van Moore). Deze voorspelling bleek waar gedurende de laatste decennia en initieerde de eerste elektronische revolutie die ons tot het computertijdperk bracht. Volgens een aantal auteurs bevinden we ons echter al in de tweede elektronische revolutie [2], bepaald door vermogenselektronica en controle. Tegenwoordig is vermogenselektronica alomtegenwoordig: invertoren, gelijkrichters, motorsturingen, noodvoedingen (uninterruptible power supplies, UPS), DC/DC convertoren, batterij-opslagsystemen, netstabilisatoren, ... De lijst van toepassingen is eindeloos: vliegtuigen, treinen, schepen, chemische installaties, wasmachines, computervoedingen, lichtdimmers, ... Zonder overdrijven kan dan ook gesteld worden dat convertoren gebruikt worden en noodzakelijk zijn in ieder modern voertuig en gebouw. Ook de vooruitgang van deze tweede elektronische revolutie kan in zekere mate gelinkt worden aan de exponentiële groei van de transistordichtheid. Het aantal transistoren per vierkante centimeter, de transistordichtheid, is immers niets anders dan een maat voor de mogelijkheid om fijnere halfgeleiderstructuren te produceren. Dezelfde productievooruitgang laat dus ook toe om betere (groter vermogen, grotere snelheid) vermogensschakelaars te produceren. Ook al verdubbelt het schakelbaar vermogen niet elke 18 maanden, toch is elke generatie halfgeleiderschakelaars in staat om grotere vermogens sneller te schakelen. Voor de verdere implicaties van de wet van Moore en de tweede elektronische revolutie verder uitgediept worden, is het nuttig te kijken wat de huidige stand van zaken is voor vermogenselektronica en hoe de alomtegenwoordigheid ervan tot stand is gekomen.

Vermogenselektronische omvormers hebben het wijzigen van elektrische energie als doel, hierbij kan de spanning, de stroom en/of de frequentie van de energiestroom gecontroleerd worden. De vermogens lopen uiteen van mW tot honderden MW. Aangezien de overdracht van energie het doel is, zal de efficiëntie het eerste criterium zijn. De vermogenselektronica zoals we die vandaag kennen is gebaseerd op halfgeleiders, materialen die zowel isolerend als geleidend kunnen zijn, en kent zijn oorsprong in de jaren 1950 met de ontwikkeling van de vermogensdiode. Hoewel deze eerste diode van germanium was vervaardigd, werd silicium al snel de belangrijkste halfgeleider. Het gebruik van halfgeleiders, in het bijzonder silicium, is verantwoordelijk geweest voor een geweldige evolutie in de vermogenselektronica [3]. De technologie ontwikkelde verder met de introductie van inschakelbare componenten (thyristoren halverwege de jaren 1950) en in- en uitschakelbare componenten (bipolaire transistoren in de jaren 1960, power MOSFET’s eind 1970 en

IGBT's in de jaren 1980). Sinds de jaren 1990 zijn in de overgrote meerderheid van toepassingen MOSFET's en IGBT's de belangrijkste componenten wat betreft vermogenselektronische schakelaars. Deze halfgeleidercomponenten worden schakelend (in "switching mode") gebruikt om de verliezen te beperken en efficiëntie zo hoog mogelijk te maken. Het ogenblikkelijk gedissipeerde vermogen in de component is immers het product van spanning en stroom en de laagste verliezen zullen dus bekomen worden wanneer er geen spanning over de component staat (component is ingeschakeld) of er geen stroom door vloeit (component is uitgeschakeld). Om met schakelende omvormers de gewenste spanningen en stromen te realiseren werden verschillende modulatie technieken (zoals pulsbreedtemodulatie (PWM) en directe controle) uitgewerkt.

Met deze schakelende halfgeleidercomponenten kan een grote verscheidenheid aan circuits, of topologieën, bedacht worden om de vermogenstransfer van een beschikbare vorm van elektrische energie naar de gewenste vorm te realiseren. Het aantal topologieën dat voorgesteld werd, en wordt, in de literatuur is dan ook zeer groot. Toch moet men vaststellen dat een groot aantal hiervan voornamelijk in academische omgevingen bestudeerd worden. In de praktijk worden slechts een beperkt aantal topologieën (of afgeleiden hiervan) geproduceerd en gebruikt. Zeker voor motorcontrole is dit uitgesproken het geval. Voor zeer veel motorcontroletoepassingen worden spanningsinvertoren gebruikt met een halve of volle brug per fase van de machine. Voor hogere vermogens stapt men vaak over op topologieën met schakelaars in serie, waarbij dan bijkomende spanningsniveaus kunnen gecreëerd worden. Een uitgebreidere bespreking van deze topologieën volgt in hoofdstuk 2. Naast het gebruik van veelal dezelfde topologieën, is ook het gebruik van weerkerende deelschakelaars in deze topologieën de basis voor het ontwikkelen van modules met vermogenselektronische schakelaars. Deze modules kunnen verder uitgebreid worden met stuur-elektronica voor de schakelaars en beveiligingscircuits die de schakelaars beschermen. Modules met deze functionaliteit worden IPMs (intelligent power modules) genoemd. Wanneer deze modules voorzien zijn om te connecteren met andere modules en controle-elektronica spreekt men van vermogenselektronische bouwstenen (power electronic building blocks, PEBBs).

Deze vermogenselektronische voedingen waren tot nu toe veelal uniek gedefinieerde producten, ontworpen met een specifieke toepassing op het oog. Als gevolg waren zowel de vermogenselektronica als de controle-elektronica erg specifiek. Voor de vermogenselektronica is dit, zoals eerder besproken, steeds minder het geval gezien de gestandaardiseerde topologieën als basis van universeel inzetbare PEBBs dienen om allerlei afgeleide topologieën te creëren voor een breed gamma van toepassingen. Sinds de opkomst van de digitale elektronica is echter ook de controle gebaseerd op nieuwe principes. De controlelogica is gedurende de afgelopen jaren in toenemende mate van analoog naar digitaal geëvolueerd. Controlecircuits



werden vroeger voornamelijk geïmplementeerd op basis van operationele versterkers en discrete (analoge en digitale) componenten. Tegenwoordig worden deze geïmplementeerd met digitale-signaalprocessoren (DSP) en field-programmable gate arrays (FPGA). Dat dit een enorme vooruitgang geweest is, mag duidelijk zijn uit het feit dat de evolutie in digitale chips direct gerelateerd is aan de wet van Moore. De belangrijkste fabrikanten van vermogenselektronica maken componenten of modules, die naast de vermogenshalfgeleiders in toenemende mate ook controle-elektronica bevatten en bedoeld zijn om gecombineerd te worden tot een gans gamma aan producten. In zekere zin kunnen grote vermogenselektronische toepassingen samengebouwd worden zoals een PC, met een frame waarin vermogenselektronische en controlemodules gecombineerd en geprogrammeerd worden voor verschillende taken. De software of programmeerbare hardware zal uiteindelijk de functionaliteit van het geheel bepalen. Zoals de eerste elektronische revolutie alle concepten in verband met informatie omvergeworpen en geherdefinieerd heeft, is de tweede elektronische revolutie nu de controle aan het herdefiniëren [2].

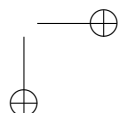
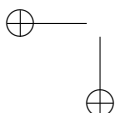
## 1.4 Digitale regelaars in elektrische aandrijvingen

De prestatie van elektrische aandrijvingen wordt bepaald door de aansturing van de elektrische machines via de vermogenselektronica. De controle van deze vermogenselektronica, samen met de integratie van vermogens- en controle-elektronica, wordt daarbij steeds belangrijker. Aangezien de controle verantwoordelijk is voor de snelle uitbreiding van de toepassingsgebieden wordt hier stilgestaan bij de eigenschappen van digitale regelaars in elektrische aandrijvingen.

Een digitale regelaar gebruikt discrete waarden om een bepaalde controle te realiseren, in tegenstelling tot analoge regelaars die een continu waardenbereik hebben. Behalve discrete waarden om data voor te stellen zal de digitale regelaar ook een discrete voorstelling van de tijd gebruiken. Een typisch voorbeeld is het gebruik van een computer of microprocessor om een bepaalde regellus te implementeren. Een dergelijke digitale regelaar heeft een aantal voordelen:

- flexibel: door software (her)programmeerbaar
- goedkoop: door massaproductie van multifunctionele componenten
- adaptief: door parameters aan te passen voor veranderende processen
- robuust: door de digitale voorstelling (bits: logische 0 of logische 1) zullen storing van de signalen en veroudering van de componenten weinig tot geen belang hebben.

In toepassingen binnen vermogenselektronische elektrische aandrijvingen is de gecontroleerde aandrijving, zoals de meeste fysische systemen, een continu systeem.



De evolutie van het koppel en de snelheid van de machine is continu en ook de fasestromen zijn continu (zowel in waarde als in de tijd) en zullen aanleiding geven tot analoge meetwaarden van deze grootheden. Opdat een digitale regelaar dit continue systeem<sup>2</sup> zou kunnen controleren moeten dus de relevante metingen gediscretiseerd worden om in de regelaar verwerkt te worden. Dit discretiseren, of het omzetten in discontinue waarden, gebeurt door een analoog-naar-digitaalomzetter (analog-to-digital convertor, ADC) op discrete bemonsteringsogenblikken. Veelal is de output van de regelaar weer een analoge waarde die aangelegd wordt aan het gecontroleerde systeem en moet dus een omgekeerde bewerking, namelijk de digitaal-naar-analoog omzetting (digital-to-analog conversion, DAC) gebeuren. De uitgang van de digitale regelaar kan hierbij bovendien afhangen van de huidige en de vorige ingangs- en uitgangssignalen. Tussen beide conversies om gebeurt de regeling discreet. Het is duidelijk dat de conversie van continue naar digitale data zijn gevolgen heeft. Enerzijds zal de omzetting met een eindige resolutie gebeuren, hoofdzakelijk bepaald door het aantal bits waarmee de data in de regelaar voorgesteld wordt, en anderzijds zal de bemonstering toelaten om enkel op discrete tijdstippen in te grijpen in het gecontroleerde proces. Beide zaken bepalen mee de kwaliteit van de controle en zijn als nadelig te beschouwen in vergelijking met analoge, continue regelaars.

Voor vermogenselektronica is de controle steeds meer digitaal en programmeerbaar uitgevoerd. Ook binnen de gebruikte digitale componenten is er uiteraard een belangrijke evolutie geweest inzake mogelijkheden. Net zoals we tegenwoordig in 'smart phones' processoren aantreffen die qua processorsnelheid en geheugencapaciteit 15 jaar geleden voor zelfs de meest performante PC's fenomenaal waren, heeft dit een enorme impact op de verspreiding van digitale regelaars in vermogenselektronica, de performantie van deze regelaars en de mogelijke regelalgoritmes. Daarnaast is er ook een duidelijke evolutie geweest in de soort van digitale componenten. Oorspronkelijk werden de eerste stappen in de programmeerbare digitale controle voor vermogenselektronica met standaard processoren en eenvoudige (her)programmeerbare digitale componenten gezet. Later waren het vooral de meer gespecialiseerde (goedkope) microprocessoren of (duurdere) digitale-sigitaalprocessoren (DSP's) die toegepast werden voor de digitale controle van vermogenselektronica. De laatste jaren echter is er een duidelijke toename van het marktaandeel voor complexe programmeerbare digitale componenten, namelijk complex programmable logic devices (CPLD's) en field-programmable gate arrays (FPGA's). Bij deze laatste componenten is niet enkel de toenemende dichtheid van

<sup>2</sup>Een vermogenselektronische elektrische aandrijving kan ook als een hybride systeem beschouwd worden waar de elektromagnetische en mechanische componenten continu zijn en de convertor zelf discreet door zijn schakelende karakter. Hoewel een dergelijke beschrijving nuttig kan zijn bij veel theoretische studies is het werkelijke systeem uiteraard nog steeds continu.



transistoren en dus verwerkingskracht verantwoordelijk voor het grote succes. Ook de uitgebreidere mogelijkheden om de configuratie op hoog niveau uit te voeren en de integratie van bijkomende functionaliteiten op de FPGA-chip hebben geholpen aan de expansie van het toepassingsdomein.

Het is opportuun de twee technologieën die momenteel het meest gebruikt worden eens kort naast elkaar te zetten. Enerzijds zijn er de DSP's, gespecialiseerde microprocessoren waarvan de architectuur geoptimaliseerd is voor de snelle berekeningen nodig bij digitale signaalverwerking. Dit betekent dat ze naast een architectuur die de (vaak complexe) wiskundige berekeningen efficiënt kan doen (integratie van o.a. multiplier-accumulator (MAC)) ook voorzien zijn van een periferie die toegespitst is op een connectie met de analoge wereld. In die periferie bevinden zich typisch ADC's en veelal ook PWM-modulatoren om vermogenselektronische schakelaars aan te sturen. De rekenkracht van DSP's neemt voortdurend toe, o.a. door het gebruik van meerdere cores in een chip, hoewel de uitvoering van een bepaald programma inherent sequentieel blijft. Aangezien DSP's processoren zijn is de hardware zelf onveranderlijk en wordt de gewenste functionaliteit bekomen via software (veelal geschreven in C). Anderzijds zijn FPGA's een vaak gebruikte oplossing voor digitale controle geworden sinds hun ontwikkeling in 1985. In tegenstelling tot DSP's worden data parallel verwerkt door programmeerbare digitale hardware. Via (meer en meer gesofisticeerde) softwarepakketten wordt de configuratie van deze hardware geprogrammeerd. Hierbij kan bij het implementeren van een regeling dus in twee dimensies gewerkt worden: de cyclustijd en de gebruikte hardware. Dit is een aanzienlijk voordeel t.o.v. DSP's. Waar FPGA's van oorsprong bedoeld zijn om digitale data in parallelle stromen te verwerken heeft de toevoeging van MAC- of DSP-blokken en de toenemende integratie van andere componenten<sup>3</sup> ze uitermate geschikt gemaakt voor de implementatie van regellussen. Een uitgebreidere discussie over FPGA's is te vinden in [4] en ook in bijlage C.3. Om dit kort overzicht af te sluiten dient wel nog opgemerkt te worden dat FPGA's in vele opzichten alles in huis hebben om de komende jaren een zeer belangrijke rol te gaan spelen voor de controle van vermogenselektronica. De reeds genoemde toenemende integratie en de mogelijkheid om een processor te instantiëren in de FPGA (ook softcore processor genoemd, die uit FPGA hardware gevormd wordt in tegenstelling tot een hardcore processor die met de FPGA-periferie meegefabriceerd is en onveranderlijk is) maakt van de nieuwste generaties FPGA's echte "System-on-Chip"(SoC)-oplossingen. Deze eigenschap samen met de inherente flexibiliteit (gaande tot dynamische herconfiguratie van de hardware) is uitermate geschikt voor de geïntegreerde adaptieve en veeleisende controlesystemen van de nabij toekomst zoals die uit de tweede elektronische revolutie ontstaan [2].

<sup>3</sup>Bijvoorbeeld de ADC's vanaf de 7 series van Xilinx

Een belangrijke vaststelling, los van een implementatie in DSP of FPGA, is alleszins dat de grenzen tussen vermogenselektronica en controle vervagen. Naarmate de technologie verder ontwikkelt neemt de mogelijkheid toe om meer en meer controletaken en intelligentie in de verschillende onderdelen van de totale aandrijving te incorporeren. De steeds lagere kosten en toenemende rekencapaciteit van processoren en FPGA's laten ook toe dit in steeds meer toepassingen daadwerkelijk te doen. Dit gecombineerd met de vroeger besproken verbetering in vermogenselektronische schakelaars, die leiden tot snelle, precieze en krachtige controllers, biedt een technologische versnelling die bijdraagt tot een verdere uitbreiding van de toepassingsmogelijkheden van vermogenselektronisch gevoede aandrijvingen. Het is deze revolutie in controle die centraal staat bij het realiseren van de intelligente aandrijvingen van de toekomst waar energie-efficiëntie, betrouwbaarheid en beschikbaarheid de belangrijkste eisen zullen zijn in de vele toepassingen, gaande van elektrische voertuigen tot 'slimme' toestellen aangesloten op de smart grids van de toekomst.

## 1.5 Probleemstelling

Gezien de toenemende elektrificatie van onze maatschappij en de steeds grotere nadruk op energie-efficiëntie zijn er steeds meer toepassingen die nood hebben aan een kwalitatieve controle om het koppel, de snelheid of de positie te regelen. Hierbij is koppelsturing van bijzonder belang. Bij een aantal toepassingen is immers een goede koppelcontrole belangrijk op zichzelf, bij andere toepassingen is een goede koppelcontrole nodig omdat deze de binnenste lus vormt van een cascade-regeling voor de snelheid en/of positie. Een eerste vaststelling van het voorgaande verhaal is het feit dat het de sturing van de machines is die via de vermogenselektronica een accurate en snelle koppelcontrole toelaat bij de hoogst mogelijke efficiëntie. Om deze koppelsturing te realiseren bestaan er verschillende technieken. Veldoriëntatie [5] volgens de rotorflux werd als eerste geformuleerd en is momenteel de facto de meest gebruikte techniek in de industrie om het koppel en de flux van draaiveldmachines te controleren. Voor inductiemachines echter werd directe koppelcontrole (direct torque control, DTC) voorgesteld als alternatief in [6]. In de voorbij twee decennia kon DTC op grote belangstelling rekenen, zowel in de academische wereld [7] als in de industrie [8]. Dit kwam hoofdzakelijk door het feit dat DTC voor inductiemachines inherent positiesensorloos is. Daarom hebben verschillende auteurs [9–12] in het voorbije decennium verschillende manieren voorgesteld om DTC toe te passen op machines met een inherent hogere vermogens- en koppeldensiteit en een hoger rendement, namelijk permanent-magneetbekrachtigde synchrone machines.

Hoewel bij de uitwerking van varianten op DTC voor inductiemachines en permanent-magneetbekrachtigde synchrone machines interessante controleschema's werden voorgesteld, blijven een aantal zaken systematisch onbesproken.

Ten eerste wordt zelden stilgestaan bij de fundamentele verschillen tussen de analoge implementatie van de oorspronkelijke DTC en de huidige digitale implementaties. Deze fundamentele verschillen zijn uiteraard o.a. de effecten door bemonstering en de bijkomende controlemogelijkheden (zoals het optimaliseren van de werkingstoestand) in digitale versies. In dit proefschrift zal dan ook expliciet rekening gehouden worden met de digitale implementatie en waar nodig de essentiële verschillen met een analoge implementatie geduid worden. Bovendien zal uitgebreid aandacht besteed worden aan de mogelijkheden voor optimalisatie die kunnen en moeten benut worden.

Ten tweede is er in de literatuur geen echt eenduidige definitie van de voorwaarden waaraan een controlemethode moet voldoen om als directe koppelcontrole beschouwd te worden. Er is wel een consensus wat een aantal basiseigenschappen betreft, maar verder gebruiken verschillende auteurs verschillende definities voor de afbakening van het begrip DTC met bijkomende restrictieve eigenschappen. Hierbij voldoet hun voorgestelde controle uiteraard wel (of net niet, afhankelijk van wat de auteur wenst aan te tonen) aan deze definitie. De discussie voeren over deze verschillende ad hoc werkingsdefinities is vrijwel zinloos aangezien de mate waarin de eigenschappen van een controle-algoritme wel of niet overeenkomen met die van de oorspronkelijk door Takahashi voorgestelde DTC moeilijk te bepalen is. Daarom wordt in dit proefschrift een andere aanpak gehanteerd. De benaming directe koppelcontrole of DTC wordt gebruikt voor de verzameling van alle controlemethoden die als essentie de volgende eigenschappen bezitten:

- de belangrijkste gecontroleerde variabele is het koppel, de koppelregeling is bovendien een gesloten-kringregeling<sup>4</sup>
- daarnaast kunnen er andere gecontroleerde variabelen zijn, in het bijzonder zal de statorfluxmodulus geregeld worden
- de invertorspanning is direct de controlevariabele<sup>5</sup>, er is geen stroomregelaar aanwezig

Naast deze definitie van DTC sensu lato (s.l.), is de definitie van DTC sensu stricto (s.s.) beperkt tot het oorspronkelijke schema van Takahashi<sup>6</sup>. Uitgaande van de

<sup>4</sup>Merk op dat de koppelregelkring gesloten wordt door een koppelschatting en dus geen koppelmetering nodig heeft.

<sup>5</sup>De controlevariabele wordt gebruikt om de gecontroleerde variabelen te sturen en wordt direct uit de regeling bekomen. Bij veldoriëntatie bijvoorbeeld zullen de controlevariabelen de statorstroomcomponenten zijn, daarnaast moet een afzonderlijke stroomregeling deze stroomcomponenten realiseren.

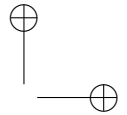
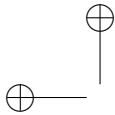
<sup>6</sup>Hierbij inbegrepen de versie die door ABB gecommmercialiseerd werd.

specifieke basiseigenschappen van deze DTC sensu stricto wordt een bredere klasse aan controle-algoritmes geïdentificeerd en bestudeerd in dit werk. De bewuste basiseigenschappen van DTC volgens het schema van Takahashi zijn:

- de controle is gebaseerd op de statorflux- en koppelschatting
- het doel van de controle is het bepalen van de meest geschikte controle-actie, rekening houdend met de voorspelde evolutie van statorflux en koppel ten gevolge van deze actie
- deze meest geschikte actie is direct de schakeltoestand van de invertor

Essentieel is DTC s.s. dus *een* variant binnen de klasse van statorfluxgebaseerde, voorspellende regelaars die een directe controle realiseren van invertor en motor. Eens DTC bestudeerd wordt binnen het kader van voorspellende controle ligt de weg open om verbeteringen en andere voorspellende algoritmes te bestuderen die nog steeds binnen dezelfde familie van regelaars gesitueerd zijn en expliciet gebruik maken van de genoemde eigenschappen. Dit vormt de kern van het proefschrift en komt in hoofdstuk 5 uitgebreid aan bod.

Een tweede belangrijke vaststelling in de voorgaande inleiding betreft de integratie van vermogenselektronica en controle waarbij de controlelogica in essentie digitaal is uitgevoerd en steeds geavanceerder wordt. Dit is ook de enige manier om de toenemende complexiteit van de betrokken systemen te beheersen en de nodige verbeteringen te realiseren. Binnen deze geavanceerdere regelingen bieden voorspellende regelaars veel perspectieven, onder andere door het in rekening brengen van randvoorwaarden opgelegd door de rest van het systeem en/of de systeemtoestand. Bij complexe systemen, die sterk veranderlijk kunnen zijn, zal bovendien een zekere mate van adaptiviteit belangrijk zijn [2]. Voorspellende regelaars kunnen deze eigenschap goed realiseren. Zodoende wordt een controle gerealiseerd die eigenlijk vrij algemeen inzetbaar wordt, net zoals hardware evolueert naar modules. Er wordt dan ook verwacht dat in de nabije toekomst een evolutie plaats zal vinden naar PEBB's met vermogenselektronica en geïntegreerde controle waarbij de controle universeel inzetbaar is. Ook voor de superviserende controle is een dergelijke brede inzetbaarheid gewenst waarbij dan door duidelijke aanpassingen de ene of andere toepassing gerealiseerd wordt. Tenslotte dient te worden opgemerkt dat deze voorspellende, adaptieve regelingen niet alleen bijzonder performant zijn, maar ook hoge eisen stellen aan de gebruikte digitale controle-eenheid. Zoals reeds eerder aangehaald, en uitgebreider besproken verder in dit proefschrift, lijken FPGA's daar momenteel de meest geschikte technologie voor.



Het is dus duidelijk dat enerzijds voorspellende regelaars aantrekkelijke eigenschappen bezitten en anderzijds regelingen uit de DTC-familie kunnen beschreven en geanalyseerd worden in het kader van voorspellende regelaars. Hoewel er reeds uitgebreid onderzoek is verricht op voorspellende regelaars [13–16] en DTC-varianten [11, 17] voor motorcontrole, wordt er vaak weinig tot geen aandacht besteed aan de kwaliteit van de spanning voor de motor. Dit is vrij verwonderlijk aangezien een deel van de rationale voor de klassieke, analoge DTC gebaseerd is op dergelijke overwegingen. Het is bovendien bijzonder jammer aangezien voorspellende regelaars een gemeenschappelijke controle van machine en converter toelaten. Een analyse van de spanningskwaliteit voor statorfluxgebaseerde, voorspellende directe regelaars en een onderzoek naar de mogelijke verbeteringen hieraan dringen zich dus op.

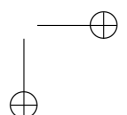
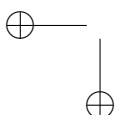
## 1.6 Doelstellingen en overzicht van het proefschrift

Dit proefschrift heeft als doel het bestuderen van methodes die toelaten om bij verschillende types draaiveldmotoren een snelle en accurate flux- en koppelcontrole te realiseren met een hoog rendement. De bestudeerde methodes zijn niet beperkt tot DTC maar omvatten een breed bereik van voorspellende, statorfluxgebaseerde regelaars die direct de schakeltoestand van de inverter bepalen. Bovendien is er, gezien de inherente flexibiliteit van dergelijke regelaars, bijzondere aandacht voor die methodes die op eenvoudige wijze adaptief kunnen gemaakt worden om breder inzetbaar te zijn. Aangezien de bestudeerde regelaars gebaseerd zijn op een statorfluxschatting is ook een onderzoek naar bruikbare fluxschatters en hun implementatie aangewezen. Ook de wisselwerking tussen schatting en controle is belangrijk.

Naast de toepasbaarheid van dergelijke methodes op verschillende types motoren is ook de inzetbaarheid bij verschillende invertortopologieën van belang. Daartoe is een belangrijke doelstelling in het proefschrift om te onderzoeken bij welke topologieën de verschillende voorspellende regelaars kunnen toegepast worden, bijkomende mogelijkheden bieden (simultane controle van de motor en de inverter) en kunnen aangepast worden om betere resultaten te bekomen.

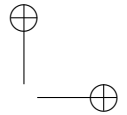
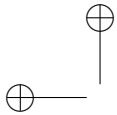
Een bijzonder belangrijke doelstelling is ook het evalueren van de spanningskwaliteit die gerealiseerd wordt door de regelaar en invertortopologie. Dit is een belangrijk maar tot nu toe grotendeels verwaarloosd aspect voor directe regelaars.

Het proefschrift is zo opgebouwd dat in hoofdstuk 2 de eigenschappen en modellering van een aantal draaiveldmachines besproken worden. Tevens worden in hoofdstuk 2 een aantal relevante invertortopologieën voorgesteld en een aantal defi-



nitie i.v.m. spanningskwaliteit opgesteld. Vervolgens wordt een overzicht gegeven van methodes om met deze invertoren aan koppelsturing te doen bij de besproken types draaiveldmachines in hoofdstuk 3. Definities en vormen van voorspellende regelaars worden gegeven in hoofdstuk 4, waar ook de model-based predictive control (MBPC) stroomregeling van een RL-last aan de hand van een inverter met drie spanningsniveaus besproken wordt als voorbeeld. De inzichten van de vorige hoofdstukken worden dan toegepast in hoofdstuk 5 waar op basis van de klassieke DTC een aantal methodes besproken wordt die allen voorspellend, direct en statorfluxgebaseerd zijn. De methodes worden vergeleken in termen van controlekwaliteit van de motor (koppel en flux), controlekwaliteit van de inverter (schakelfrequentie en bij bepaalde topologieën capaciteitsspanning) en spanningskwaliteit. Al deze methodes maken geen gebruik van pulsbreedte- of ruimtevectormodulatie. Ter vergelijking worden in hoofdstuk 4 kort twee methodes besproken die dit wel doen. In hoofdstuk 6 worden tenslotte een aantal methodes voor statorfluxschatting besproken en wordt de wisselwerking tussen deze schatters en de besproken controlemethoden bekeken.

Enkele veelbelovende technieken zijn zeer rekenintensief. Hoewel tegenwoordig reken- en geheugencapaciteit goedkoop zijn geworden, blijft in het bijzonder MBPC nog steeds moeilijk te implementeren. De praktische FPGA-implementatie van een aantal MBPC-regelaars hoort bij de belangrijkste resultaten van dit proefschrift, maar zal niet in de hoofdstuktekst besproken worden. Wel wordt er in bijlage C aandacht aan besteed. In dit werk worden ook de gebruikte componenten en software niet in de hoofdstuktekst besproken, gezien de voortdurende evolutie zou dit het werk ook te snel dateren, maar in bijlage C komen de experimentele opstellingen wel aan bod. Daarnaast wordt ook een breedbandige identificatiemethode voor de parameterschatting van permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines buiten de hoofdstuktekst behandeld in bijlage D.

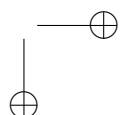
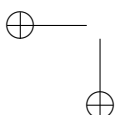


## Hoofdstuk 2

# Modellering en vermogenselektronische voeding van draaiveldmachines

### 2.1 Inleiding

Hoewel er veel verschillende types elektrische machines bestaan, nemen draaiveldmachines het leeuwendeel van de markt in voor een groot aantal toepassingsgebieden. Binnen de draaiveldmachines kan men twee belangrijke types onderscheiden: de inductiemachine en de synchrone machine. Beide types bestaan zowel met sleepingen (sleepingankerinductiemachine en elektrisch bekrachtigde synchrone machine) als zonder sleepingen (kooiankerinductiemachine en permanent-magneetbekrachtigde synchrone machine). De eerste categorie wordt tegenwoordig enkel nog maar geïnstalleerd voor zeer bijzondere toepassingen en als grote generatoren in elektrische centrales. Door de veel hogere robuustheid en lagere onderhoudseisen worden in bijna alle toepassingen echter kooiankerinductiemachines (verder in dit proefschrift kortweg inductiemachines of IM genoemd) en permanent-magneetbekrachtigde synchrone machines (PMSM) toegepast. Hierbij worden PMSM's zo goed als altijd vermogenselektronisch gevoed. Hoewel inductiemachines hun dominantie in de industrie danken aan de eenvoudige netvoeding, neemt ook bij IM's het aandeel vermogenselektronisch gevoede machines snel toe. Het gebruik van deze machines in aandrijvingen met een gesloten-lusregeling van het koppel, de snelheid of positie vereist een model van de te regelen machine. Dit geldt a fortiori voor de voorspellende koppelregelingen die in hoofdstukken 4 en 5 aan bod komen. De dynamische modellen die bij de regeling van de machines gebruikt worden verschillen uiteraard van de modellen die gebruikt worden bij het ontwerp van machines. Bij het ontwerpen van elektrische machines worden im-



mers erg nauwkeurige modellen gebruikt waarbij noch de complexe uitdrukkingen noch de grote rekentijd tot onoverkomelijke problemen leiden. Bij het ontwerp en de implementatie van een regeling van elektrische machines spelen deze aspecten wel een belangrijke rol. Voor het ontwerp van de regeling is het immers eenvoudiger om met analytisch uitgedrukte, niet al te complexe modellen te werken. Bij de implementatie zal, indien de modellering expliciet dient gebruikt te worden (wat het geval is bij voorspellende regelaars) de berekeningstijd van het model primeren. Zowel bij het ontwerp als de implementatie van de regeling is het meestal niet erg als de modellen minder nauwkeurig zijn, [16] geeft als richtlijn dat foutniveaus van 10 % aanvaardbaar zijn. Wel is het bijzonder belangrijk dat de belangrijkste dynamische effecten goed beschreven worden.

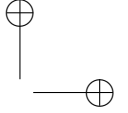
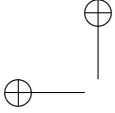
In dit hoofdstuk worden dan ook kort inductiemachines en een aantal types van permanent-magneetbekrachtigde synchrone machines besproken. De modellering van deze machines is noodzakelijk voor de afleiding van de methodes voor koppelcontrole zoals besproken in hoofdstuk 3 en bij de implementatie van de regelaars uit hoofdstuk 5.

Om een performante regeling van een draaiveldmachine te realiseren, wordt steeds een vermogenselektronische voeding gebruikt. Deze voeding is niet alleen volledig stuurbaar maar heeft vooral ook een hoog rendement. In de praktijk worden voor de voeding van elektrische machines hoofdzakelijk spanningsinvertoren ingezet. In dit hoofdstuk worden dan ook de belangrijkste van deze invertoren voor motorcontrole besproken. Hierbij komen eerst de 'klassieke' invertoren met twee spanningsniveaus aan bod. Vervolgens worden een aantal recentere topologieën met meerdere spanningsniveaus besproken die geïntroduceerd werden voor hoge vermogens: multilevel-invertoren. De nadruk wordt gelegd op topologieën die gebruik maken van zwevende capaciteiten (flying capacitors).

## 2.2 Inductiemachines

De driefasige inductiemachine wordt hier besproken in zijn meest voorkomende variant: de kooiankermachine. Een kooiankerinductiemachine heeft drie fasewikkelingen op de stator, deze zijn ruimtelijk  $120^\circ$  verschoven over de omtrek van de luchtspleet tussen stator en rotor. In de rotor zijn kortgesloten geleiders aanwezig (de kooi). Wanneer de statorfasen gevoed worden met een symmetrische driefasige wisselspanning (dus  $120^\circ$  verschuiving in de tijd tussen de fasen), ontstaat een ronddraaiend magnetisch veld in de stator: het draaiveld. Dit draaiveld roteert met de synchrone frequentie van de statorspanningen  $\omega$ . Omdat de rotor trager draait dan dit draaiveld (het snelheidsverschil  $\omega_r - \omega$  tussen de rotorsnelheid  $\omega_r$  en de synchrone snelheid  $\omega$  is de slipsnelheid), induceert het draaiveld spanningen in de kortgesloten geleiders van de kooi waardoor rotorstromen vloeien die hun ontstaan





tegenwerken (wet van Lenz). Er zal dus een koppel ontstaan zodat de motor roteert in de zin van het draaiveld. De motorsnelheid zal echter lager zijn dan synchrone snelheid, men spreekt daarom ook van de asynchrone motor. Een uitgebreide beschrijving van de inductiemachine is te vinden in [18].

Hier worden eerst de tweefasige voorstelling en de ruimtevectorvoorstelling behandeld. Vervolgens komt de voorstelling als toestandsmodel aan bod. Een uitgebreide behandeling van de modellering van inductiemachines is te vinden in [16–18]. Hier worden slechts de uitdrukkingen gegeven die nodig zijn voor het vervolg van dit proefschrift.

### 2.2.1 De tweefasige voorstelling en ruimtevectorvoorstelling van inductiemachines

Voor de modellering van de inductiemachine wordt hier uitgegaan van een driefasige machine, voor het meer algemene geval van  $m$ -fasige machines wordt verwezen naar [19]. Verder worden een aantal klassieke veronderstellingen gemaakt (zoals in [18]) i.v.m. de inductiemachine:

- symmetrische machine,
- sinusoïdaal verdeelde wikkelingen,
- rotorkooi wordt vervangen geacht door een equivalente driefasige wikkeling,
- geen stroomverdringing,
- geen gleuflinvloed.

Het transiënte en regimegedrag van draaiveldmachines kan dan worden beschreven aan de hand van een stelsel differentiaalvergelijkingen:

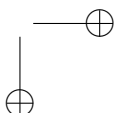
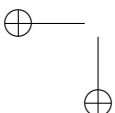
$$\mathbf{V}^i = \mathbf{R}^i \mathbf{I}^i + \frac{d\mathbf{\Psi}^i}{dt} \quad (2.1)$$

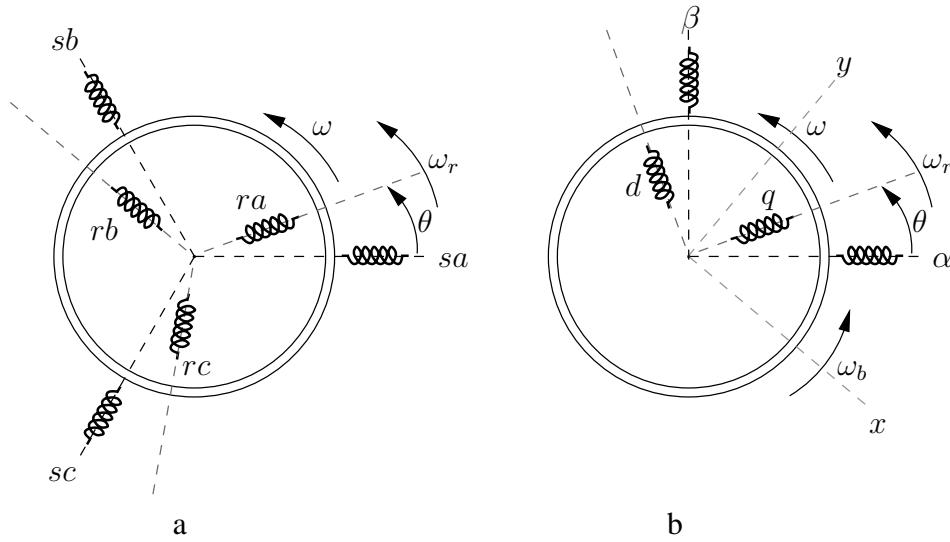
Deze beschrijven het verband tussen de ogenblikkelijke waarden van spanningen  $\mathbf{V}^i$  en stromen  $\mathbf{I}^i$ . De vector  $\mathbf{V}^i$  is opgebouwd uit de 3 fasespanningen van de stator en 3 fasespanningen van de rotor en  $\mathbf{I}^i$  uit de fasestromen:

$$\mathbf{V}^i = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc} \ v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T \quad (2.2)$$

$$\mathbf{I}^i = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad (2.3)$$

De faseweerstandenvormen de constante diagonaalmatrix  $\mathbf{R}^i$ . De fluxverandering  $\frac{d\mathbf{\Psi}^i}{dt}$  wordt meestal genoteerd als  $\frac{d\mathbf{L}^i \mathbf{I}^i}{dt}$  waarbij de matrix  $\mathbf{L}^i$  bestaat uit zelfinductanties en mutuele inductanties die afhankelijk zijn van de rotorhoek  $\theta$  (de hoek





Figuur 2.1: Symmetrische driedfasige inductiemachine (a) en equivalente symmetrische tweefasige machine (b)

tussen de referentiefase op de stator en die op de rotor). In figuur 2.1a is een symmetrische driedfasige inductiemachine voorgesteld. Indien verzadiging beschouwd wordt, is  $\mathbf{L}^i$  ook afhankelijk van de stromen  $\mathbf{I}^i$  zoals in [20, 21] besproken wordt. In de verdere bespreking wordt verondersteld dat er geen verzadiging is.

Hoewel de meeste inductiemachines driedfasig zijn, wordt meestal verkozen om niet met dit 3-fasige model te werken voor de modellering bij de uitwerking en implementatie van regelingen. Meestal wordt een modellering gebruikt waarin de elektrische dynamica uitgedrukt wordt in een equivalent tweefasig systeem. Dit klassieke tweefasige model beschrijft voor veel toepassingen voldoende nauwkeurig het dynamisch gedrag. Aangezien het tweefasig systeem ook een draaiveld moet creëren staan de fasen loodrecht op elkaar (daarom wordt de bekomen modellering ook wel een kwadratuursmodel genoemd). Binnen de machinetheorie is de Clarke-transformatie de meest gebruikte transformatie van een driedfasig naar een tweefasig systeem. De transformatiematrix  $\mathbf{T}_c$  is:

$$\mathbf{T}_c = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & \sqrt{3} \end{bmatrix} \text{ zodat } \mathbf{V}^c = \mathbf{T}_c \mathbf{V}^i \quad (2.4)$$

Het toepassen van de Clarke-transformatie op een driedfasige grootheid  $u$  met componenten  $u_a(t)$ ,  $u_b(t)$  en  $u_c(t)$  resulteert in drie componenten: de homopolaire  $u_0$

en de twee kwadratuurscomponenten  $u_\alpha$  en  $u_\beta$ . Aangezien de homopolaire component zowel voor een driehoekschakeling als voor een sterschakeling geen vermogen levert, kan deze worden weggelaten. Na de Clarke-transformatie en het weglaten van de homopolaire component kan een draaiveldmachine beschreven worden door een stelsel van vier niet-tijdsinvariante differentiaalvergelijkingen (want afhankelijk van de rotorhoek  $\theta$ , waarbij alle hoeken t.o.v. de statorreferentiefase genomen worden). Deze equivalente tweefasige voorstelling is weergegeven in figuur 2.1b. Om tijdsinvariante differentiaalvergelijkingen te bekomen worden de stationaire statorgrootheden en de roterende rotor grootheden (de rotor roteert met een snelheid  $\omega_r = \dot{\theta}$ ) geroteerd naar een gemeenschappelijk referentiestelsel  $xy$  (weergegeven in figuur 2.1b). Dit gemeenschappelijke referentiestelsel heeft een ogenblikkelijke hoekpositie  $\theta_b$  t.o.v. de statorreferentiefase en roteert aan een snelheid  $\omega_b = \dot{\theta}_b$ . De differentiaalvergelijkingen zijn dan:

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \frac{d\mathbf{L}\mathbf{I}}{dt} + \mathbf{J}\omega_b(\mathbf{L}\mathbf{I}) - \mathbf{J}\dot{\theta}(\mathbf{M}_r\mathbf{I}) \quad (2.5)$$

met

$$\mathbf{V} = [v_{sx} \ v_{sy} \ 0 \ 0]^T \quad \mathbf{I} = [i_{sx} \ i_{sy} \ i_{rx} \ i_{ry}]^T \quad (2.6)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{M}_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

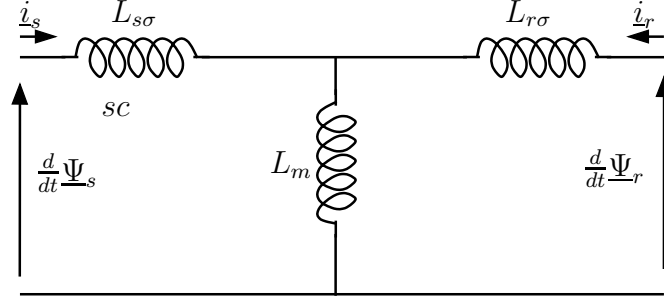
Hierbij is de inductantiematrix  $\mathbf{L}$  symmetrisch t.g.v. de veronderstelde symmetrie van de machine. De resulterende uitdrukkingen zijn stationair daar verondersteld werd dat de wikkeling sinusoïdaal verdeeld is en er geen gleuvinvloed is. De stromen in de machine zijn verantwoordelijk voor het koppel  $T$ , dat kan geschreven worden als:

$$T = \frac{3}{2} N_p \mathbf{I}^T \mathbf{J} \mathbf{M}_r \mathbf{I} \quad (2.9)$$

met  $N_p$  het aantal poolparen. De statorinductantie  $L_s$  en de rotorinductantie  $L_r$  in deze uitdrukkingen zijn gedefinieerd als:

$$L_s = L_m + L_{s\sigma} \quad (2.10)$$

$$L_r = L_m + L_{r\sigma} \quad (2.11)$$



Figuur 2.2: Equivalent T-schema van het magnetisch circuit van de IM

waarbij  $L_{s\sigma}$  en  $L_{r\sigma}$  respectievelijk de stator- en rotorspreidingsinductanties zijn en  $L_m$  de magnetiseringsinductantie uit het equivalente T-schema van het magnetisch circuit uit figuur 2.2. Voor de karakterisatie van het magnetisch circuit wordt ook vaak de totale spreidingscoëfficiënt  $\sigma$  gebruikt:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.12)$$

Een alternatieve formulering voor de equivalente tweefasige dynamische beschrijving van draaiveldmachines steunt op het gebruik van ruimtevectoren. Van een driefasige grootheid  $z$  wordt de ruimtevector  $\underline{u}$  gedefinieerd als [21]:

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \left( e^{j0} u_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} u_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} u_c(t) \right) \quad (2.13)$$

Wanneer deze transformatie toegepast wordt op de differentiaalvergelijkingen (2.1) en vervolgens een rotatie naar een gemeenschappelijk referentiestelsel uitgevoerd wordt, bekomt men een compactere manier om (2.5) te noteren:

$$\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{R}}\underline{\mathbf{I}} + \frac{d\underline{\mathbf{L}}\underline{\mathbf{I}}}{dt} + j\omega_b(\underline{\mathbf{L}}\underline{\mathbf{I}}) - j\dot{\theta}(\underline{\mathbf{M}}_r\underline{\mathbf{I}}) \quad (2.14)$$

met nu

$$\underline{\mathbf{V}} = [v_s \ 0]^T \quad \underline{\mathbf{I}} = [i_s \ i_r]^T \quad (2.15)$$

$$\underline{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \underline{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \quad \underline{\mathbf{M}}_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

De uitdrukking voor het koppel wordt dan:

$$T = \frac{3}{2} N_p L_m \Im(\underline{i}_s \cdot \underline{i}_r^+) \quad (2.17)$$

waarbij  $\Im(\underline{u})$  en  $\underline{u}^+$  respectievelijk het imaginaire deel en de hermitisch toegevoegde van  $\underline{u}$  zijn. In dit proefschrift zal echter de ruimtevectorformulering verder zelden gebruikt worden voor het formuleren van de modellering. Een aantal grootheden zullen wel regelmatig als ruimtevector uitgedrukt en voorgesteld worden omdat dit concept een heldere redenering en duidelijke grafische voorstelling toelaat. Vanuit de tweefasige voorstelling in een willekeurig gemeenschappelijk referentiestelsel  $xy$  kan de ruimtevector voor een grootheid  $u$  immers ook gevormd worden als:

$$\underline{u} = u_x + ju_y \quad (2.18)$$

met  $u_x$  en  $u_y$  de componenten in het  $xy$ -referentiestelsel.

### 2.2.2 Toestandsmodellen en referentiestelsels voor inductiemachines

Om het model van de inductiemachine te gebruiken om de evolutie van de toestand te berekenen (in simulatie of voor de controle in de digitale regelaar) is het vaak interessant dit te schrijven als toestandsmodel met de vorm:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (2.19)$$

De vector  $\mathbf{x}$  is hierbij de toestandsvector, vector  $\mathbf{u}$  beschrijft de ingang van het systeem (bij een inductiemachine zijn dit de spanningen:  $\mathbf{u} = [v_{sx} \ v_{sy} \ v_{rx} \ v_{ry}]^T$ ) en de matrices  $\mathbf{A}$  en  $\mathbf{B}$  beschrijven respectievelijk de invloed van het systeem en de ingangen op de evolutie van de toestandsvector.

**Toestandsmodel met  $\mathbf{x} = [i_{sx} \ i_{sy} \ i_{rx} \ i_{ry}]^T$**

Een mogelijk toestandsmodel voor de inductiemachine gebruikt de stator- en rotorstroomcomponenten als toestandscomponenten. De matrices  $\mathbf{A}$  en  $\mathbf{B}$  zijn dan gegeven door:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & -L_s \omega_b & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} R_r & -L_m \omega_b \\ L_s \omega_b & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & L_m \omega_b & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} R_r \\ \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} R_s & -L_m(\omega_b - \dot{\theta}) & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & -L_r(\omega_b - \dot{\theta}) \\ L_m(\omega_b - \dot{\theta}) & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} R_s & L_r(\omega_b - \dot{\theta}) & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ \frac{\sigma-1}{\sigma L_m} & 0 \\ 0 & \frac{\sigma-1}{\sigma L_m} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

De modellering van de inductiemachine gebeurde tot hier toe aan de hand van de stator- en rotorstromen als elektrische toestandscomponenten. De rotorstromen zijn echter niet meetbaar en zijn voor de meeste controleprincipes niet direct belangrijk. Vaak is het daarom voordelig om andere grootheden zoals de stator- en rotorfluxvector als toestandscomponenten te gebruiken. De statorfluxvector  $\underline{\Psi}_s$  en rotorfluxvector  $\underline{\Psi}_r$  (zie ook figuur 2.2) zijn:

$$\underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r \quad (2.22)$$

$$\underline{\Psi}_r = L_m \underline{i}_s + L_r \underline{i}_r \quad (2.23)$$

Deze grootheden worden typisch als toestandscomponenten gebruikt. Deze grootheden worden ook gebruikt om het koppel uit te drukken. Voor de regelingen die verder in dit proefschrift bestudeerd worden is vooral de statorfluxvector  $\underline{\Psi}_s$  een belangrijke grootheid.

**Toestandsmodel met  $\mathbf{x} = [i_{sx} \ i_{sy} \ \Psi_{sx} \ \Psi_{sy}]^T$**

Wanneer enkel de statorgrootheden gebruikt worden in de toestandsvector, worden matrices **A** en **B**:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 & \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} & -\omega_b \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_b & \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \\ -R_s & -\frac{\sigma L_m}{\sigma-1}(\omega_b - \dot{\theta}) & 0 & -\frac{L_r}{\sigma L_m}(\omega_b - \dot{\theta}) \\ \frac{\sigma L_m}{\sigma-1}(\omega_b - \dot{\theta}) & -R_s & \frac{L_r}{\sigma L_m}(\omega_b - \dot{\theta}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Het koppel kan dan geschreven worden als:

$$T = \frac{3}{2} N_p \Im(\underline{i}_s \cdot \underline{\Psi}_s^+) \quad (2.26)$$

$$= \frac{3}{2} N_p |\underline{i}_s| |\underline{\Psi}_s| \sin \angle \underline{i}_s, \underline{\Psi}_s \quad (2.27)$$

$$= \frac{3}{2} N_p (i_{sx} \Psi_{sy} - i_{sy} \Psi_{sx}) \quad (2.28)$$

Dit toestandsmodel is voornamelijk erg bruikbaar wanneer statorfluxgebaseerde regelingen bestudeerd worden. Voor de studie van rotorfluxgebaseerde regelaars wordt meestal  $\mathbf{x} = [i_{sx} \ i_{sy} \ \Psi_{rx} \ \Psi_{ry}]^T$  gebruikt.

**Toestandsmodel met**  $\mathbf{x} = [\Psi_{sx} \ \Psi_{sy} \ \Psi_{rx} \ \Psi_{ry}]^T$

Wanneer enkel de componenten van de fluxvectoren gebruikt worden in de toestandsvector, worden matrices **A** en **B**:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & -\omega_b & \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ \omega_b & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \theta - \omega_b \\ 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & -\dot{\theta} + \omega_b & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Het koppel kan dan geschreven worden als:

$$T = \frac{3}{2} N_p \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} \Im m(\underline{\Psi}_s \cdot \underline{\Psi}_r^+) \quad (2.31)$$

$$= \frac{3}{2} N_p \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} |\underline{\Psi}_s| |\underline{\Psi}_r| \sin \angle \underline{\Psi}_s, \underline{\Psi}_r > \quad (2.32)$$

$$= \frac{3}{2} N_p \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} (\Psi_{sx} \Psi_{ry} - \Psi_{sy} \Psi_{rx}) \quad (2.33)$$

Al deze toestandsmodellen kunnen bovendien uitgedrukt worden in verschillende gemeenschappelijk roterende referentiestelsels. Voor IM's is de keuze van de roatiesnelheid en de fase van het referentiestelsel volledig vrij. Toch zijn er enkele specifieke keuzes van bijzonder praktisch belang:

- stilstaand of stationair referentiestelsel: bij de keuze voor  $\omega_b = 0$  staat het referentiestelsel stil. Grootheden in dit stelsel worden aangeduid met de onderschriften  $\alpha, \beta$ . Verder in dit proefschrift wordt dit referentiestelsel veelvuldig gebruikt, er wordt (net zoals in de literatuur) ook wel naar verwezen als het  $\alpha\beta$ -referentiestelsel, Clarke-referentiestelsel
- synchroon referentiestelsel: bij de keuze voor  $\omega_b = \omega_0$  (met  $\omega_0$  de voedingspulsatie van de machine) spreekt men van een synchroon referentiestelsel. Grootheden in dit stelsel worden aangeduid met de onderschriften  $d, q$ . Verder in dit proefschrift wordt dit referentiestelsel veelvuldig gebruikt, er wordt (net zoals in de literatuur) ook wel naar verwezen als het  $dq$ - of Park-referentiestelsel. Naast de frequentie kan uiteraard ook de fase voor het referentiestelsel gekozen worden. Twee bijzondere keuzes zijn:
  - synchroon referentiestelsel volgens de rotorfluxvector: dit stelsel bekomt men wanneer in een synchroon referentiestelsel de  $d$ -as (of eventueel de

$q$ -as) volgens de rotorfluxvector wordt gekozen. Grootheden worden aangeduid met onderschriften  $d, q$ .

- synchron referentiestelsel volgens de statorfluxvector: dit stelsel bekommt men wanneer in een synchron referentiestelsel de  $q$ -as volgens de statorfluxvector wordt gekozen. Grootheden worden aangeduid met onderschriften  $t, r$ .
- rotorreferentiestelsel: bij de keuze voor  $\omega_b = \omega_r$  roteert het referentiestelsel met de ogenblikkelijke elektrische rotorsnelheid.

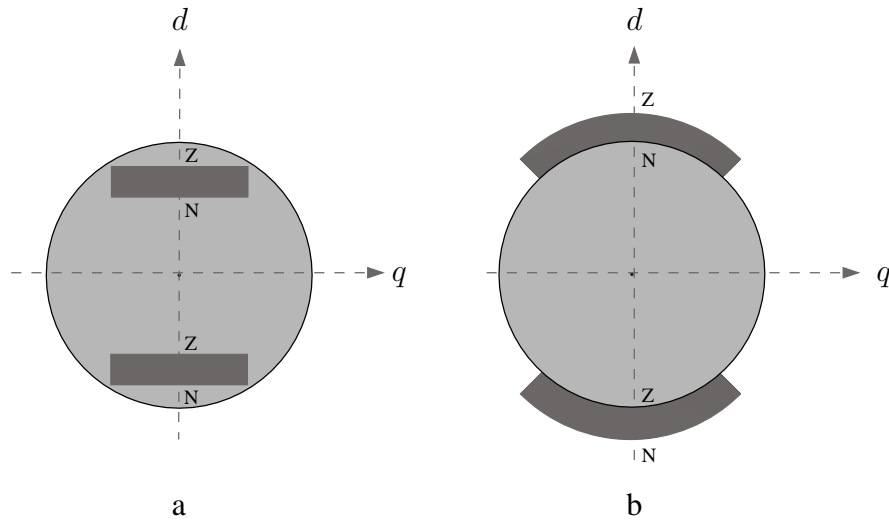
## 2.3 Permanent-magneetbekrachtigde synchrone machines

Waar de rotorflux bij inductiemachines geïnduceerd wordt door de stator, wordt bij synchrone machines de rotorflux onafhankelijk gerealiseerd. Voor PMSM's gebeurt dit met permanente magneten in de rotor. Het rotormagneetveld synchroniseert met het statordraaiveld. Er zijn twee typische bouwvormen. Bij de eerste bouwvorm zijn de magneten aan het oppervlak van de rotor bevestigd. Dit type PMSM wordt meestal aangeduid met SPMSM (surface permanent magnet synchronous motor) en is schematisch weergegeven in figuur 2.3b. Bij de tweede bouwvorm zijn de magneten verzonken in de rotor, dit is schematisch weergegeven in figuur 2.3a. Doordat de permeantie van NdFeB-magnetten vergelijkbaar is met deze van lucht, hebben SPMSM's typisch (magnetisch gezien) een gladde luchtspleet zonder inductantievariatie en IPMSM's typisch een uitgesproken inductantievariatie.

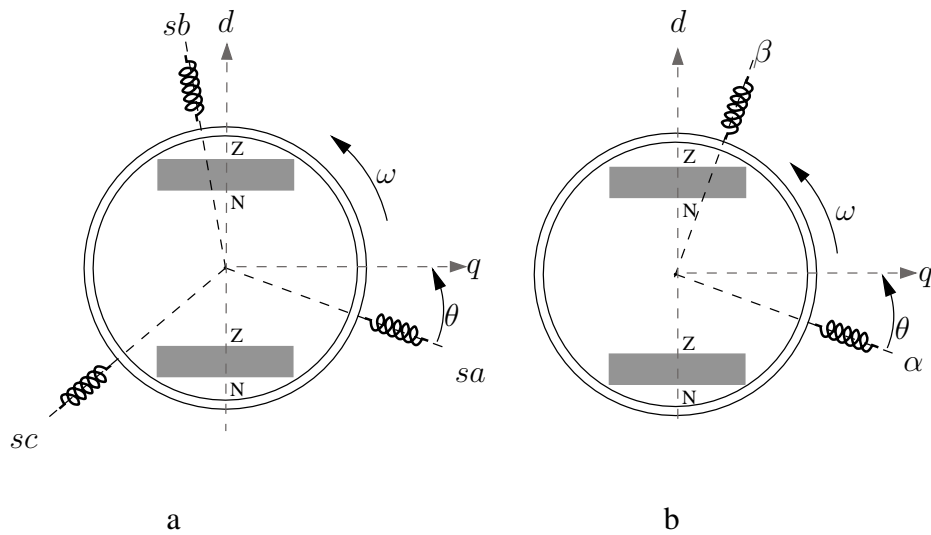
Het eerste deel van de modellering wordt hier algemeen besproken, vervolgens wordt er een onderscheid gemaakt tussen machines met een beperkte en een uitgesproken inductantievariatie. Enkel de belangrijkste stappen worden hier gegeven, uitgebreide afleidingen zijn te vinden in [18, 21, 22]. De volgende veronderstellingen worden gedaan voor de PMSM:

- symmetrische machine,
- sinusoidaal verdeelde wikkelingen,
- geen rotorkooi of demperwikkelingen,
- geen stroomverdringing,
- geen verzadiging,
- geen gleuvinvloed.





Figuur 2.3: IPMSM (a) SPMSM (b)



Figuur 2.4: Symmetrische driefasige PMSM (a) en equivalente symmetrische tweefasige PMSM (b)

Uitgaande van vergelijking (2.1), waar nu geldt dat

$$\mathbf{V}^i = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T \quad (2.34)$$

$$\mathbf{I}^i = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad (2.35)$$

kan opnieuw de Clarke-transformatie<sup>1</sup> toegepast worden. De driefasige en de equivalente tweefasige voorstelling zijn gegeven in figuur 2.4. Het equivalente tweefasige model is dan gegeven door

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} \quad (2.36)$$

waarbij geldt

$$\mathbf{V} = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T \quad (2.37)$$

$$\mathbf{I} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T \quad (2.38)$$

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} \frac{L_d+L_q}{2} i_{s\alpha} + \frac{L_d-L_q}{2} i_{s\alpha} \cos 2\theta + \Psi_f \cos \theta \\ \frac{L_d+L_q}{2} i_{s\beta} + \frac{L_d-L_q}{2} i_{s\beta} \sin 2\theta + \Psi_f \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Hierbij is  $L_d$  de inductantie volgens de as van de permanente magneten en  $L_q$  de inductantie volgens de loodrechte richting. Opnieuw is de differentiaalvergelijking niet stationair, maar in tegenstelling tot de IM is er slechts één rotatie die de differentiaalvergelijkingen tijdsinvariant maakt: de rotatie naar referentiestelsel verbonden met de rotor (en dus de rotorflux). Voor de verdere bespreking wordt een onderscheid gemaakt tussen SPMSM's en IPMSM's.

### 2.3.1 PMSM's met beperkte inductantievariatie

De SPMSM's hebben een gladde rotor en dus geldt  $L_s = L_d = L_q$ . In het stationair referentiestelsel  $(\alpha, \beta)$  luiden de vergelijkingen voor de statorfluxcomponenten dan ook:

$$\Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Psi_f \cos \theta \quad (2.40)$$

$$\Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Psi_f \sin \theta \quad (2.41)$$

zodat voor  $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$  en  $\mathbf{u} = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta} \ \Psi_f]^T$  het volgende niet-stationaire toestandsmodel bekomen wordt:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

<sup>1</sup>Opnieuw kan ook de ruimtevectormethode gebruikt worden.

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s}\omega \cos \theta \\ 0 & \frac{1}{L_s} & \frac{1}{L_s}\omega \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Dit toestandsmodel kan ook uitgedrukt worden in  $\mathbf{x} = [\Psi_{s\alpha} \ \Psi_{s\beta}]^T$  als:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{R_s}{L_s}\omega \cos \theta \\ 0 & 1 & \frac{R_s}{L_s}\omega \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Door de transformatie naar het rotorfluxreferentiestelsel (referentiestelsel vast verbonden aan de rotor, met de rotorflux gelegen volgens de  $d$ -as) kunnen de  $dq$ -componenten van de flux geschreven worden als:

$$\Psi_d = L_s i_d + \Psi_f \quad (2.46)$$

$$\Psi_q = L_s i_q \quad (2.47)$$

Het toestandsmodel is dan

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & -\frac{1}{L_s}\omega \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Het koppel kan worden uitgedrukt in een willekeurig referentiestelsel als:

$$T = \frac{3}{2} N_p \Im(\underline{i}_s \cdot \underline{\Psi}_s^+) \quad (2.49)$$

$$= \frac{3}{2} N_p |\underline{i}_s| |\underline{\Psi}_s| \sin \angle \underline{i}_s, \underline{\Psi}_s \quad (2.50)$$

$$= \frac{3}{2} N_p (i_{sx} \Psi_{sy} - i_{sy} \Psi_{sx}) \quad (2.51)$$

of in het  $(d, q)$ -referentiestelsel als

$$T = \frac{3}{2} N_p \Psi_f i_q \quad (2.52)$$

### 2.3.2 PMSM's met uitgesproken inductantievariatie

Voor IPMSM's is de inductantie volgens de orthogonale magnetische assen verschillend. Praktisch wordt een IPMSM bijna uitsluitend in het  $dq$ -referentiestelsel gemodelleerd. De statorfluxuitdrukkingen zijn dan:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \quad (2.53)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.54)$$

Het toestandsmodel met  $\mathbf{x} = [i_d \ i_q]^T$  en  $\mathbf{u} = [v_{sd} \ v_{sq} \ \Psi_f]^T$  is dan gegeven door:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega & -\frac{R_q}{L_s} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q}\omega \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

De koppelvergelijking in een willekeurig referentiestelsel luidt opnieuw

$$T = \frac{3}{2} N_p \Im(i_s \cdot \underline{\Psi}_s^+) \quad (2.56)$$

$$= \frac{3}{2} N_p |\underline{i}_s| |\underline{\Psi}_s| \sin \angle \underline{i}_s, \underline{\Psi}_s > \quad (2.57)$$

$$= \frac{3}{2} N_p (i_{sx} \Psi_{sy} - i_{sy} \Psi_{sx}) \quad (2.58)$$

of in het  $(d, q)$ -referentiestelsel als

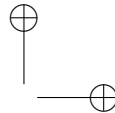
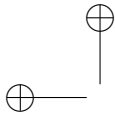
$$T = \frac{3}{2} N_p (\Psi_f i_q - (L_q - L_d) i_d i_q) \quad (2.59)$$

De koppelbijdrage  $-\frac{3}{2} N_p (L_q - L_d) i_d i_q$  is het reluctantie-koppel.

## 2.4 Spanningsinvertoren met twee spanningsniveaus voor de voeding van draaiveldmachines

De klassieke spanningsinverter met twee spanningsniveaus (two-level voltage source inverter, 2L-VSI) is veruit de meest gebruikte topologie voor de voeding van draaiveldmachines [23, 24]. De spanningsinverter is een omvormer van gelijkspanning (DC) naar wisselspanning (AC) en vormt uit deingangsgelijkspanning de gewenste voedingsspanning voor meerfasige draaiveldmachines.

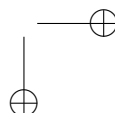
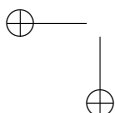
De gelijkspanning voor de ingang kan op verschillende manieren gerealiseerd worden. Vaak wordt deze door een gelijkrichter gevormd uit de wisselspanning van het (driefasige) elektriciteitsnet. Voor het type gelijkrichter en de controle ervan zijn verschillende mogelijkheden, maar de gelijkspanning wordt meestal afgevlakt door een tussenkringcondensator. Voor mobiele toepassingen wordt de ingangsspanning vaak geleverd door bronnen die direct gelijkspanning voorzien, zoals batterijen of brandstofcellen, ook daar zal veelal een tussenkringcondensator aanwezig zijn om de stroomrimpel voor de spanningsbron te beperken. Indien de gelijkspanningsbron niet, of niet voldoende, in staat is om stroom op te nemen, zal bovendien een dissipator (weerstand) voorzien worden die het niet-opgenomen teruggevoerd vermogen opneemt.

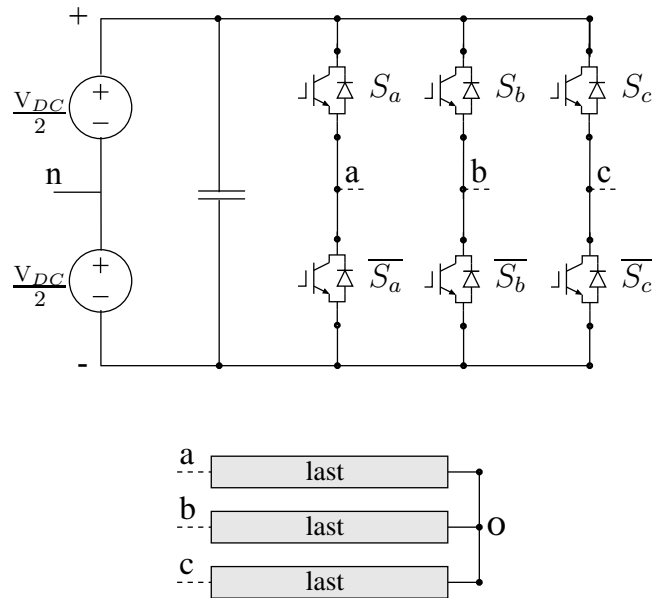


Voor de eenvoud wordt de voeding van de spanningsinverter schematisch vaak voorgesteld als een constante gelijkspanningsbron met tussenkringcondensator. Ook bij de afleiding van een regeling wordt vaak van deze veronderstelling uitgegaan. In veel toepassingen echter is de DC-spanning helemaal niet constant. In het geval van elektrische tractie (elektrische locomotief die gevoed wordt langs een bovenleiding) bijvoorbeeld kan de DC-spanning sterk fluctueren. Typisch is dan ook een bijkomende tussenkringgelijkspanningsregeling nodig. Idealiter kan de tussenkringspanningsregeling geïntegreerd worden in de regeling van de inverter en zijn last. Hier wordt eerst de eenvoudige topologie van deze inverter besproken. Vervolgens worden de belangrijkste methodes besproken om de uitgangsspanning van de inverter te controleren.

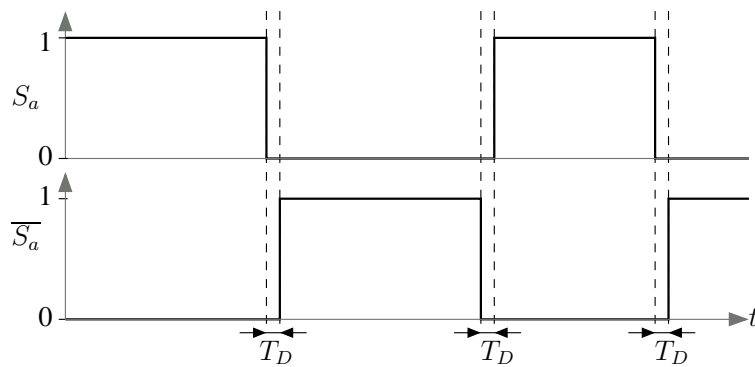
### 2.4.1 Topologie

De topologie van een driefasige 2L-VSI is gegeven in figuur 2.5. De inverter voedt in figuur 2.5 een generieke last (dit kan een motor zijn, een  $RL$ -last, ...) die in ster geschakeld is. Elke fase ( $a, b, c$ ) bestaat uit een zogenaamde halve brug en heeft één paar complementair gestuurde schakelaars ( $S_x$  en  $\overline{S_x}$ ) met  $x = a, b, c$ . De twee schakelaars van één fase worden samen ook een inverterbeen genoemd. Deze schakelaars zijn meestal ofwel MOSFET's met geïntegreerde anti-paralleldiode of IGBT's met bijkomende anti-paralleldiodes. De uitgang van de fase bevindt zich tussen de twee schakelaars. Wanneer de bovenste schakelaar gesloten is en de onderste schakelaar dus open is, wordt  $S_x = 1$  gesteld en is de last in fase  $x$  verbonden met de positieve zijde van de DC-bus en staat dus op potentiaal  $V_{DC}/2$  t.o.v. het middenpunt van de gelijkspanningsvoeding. Wanneer de onderste schakelaar van het paar geleidt en de bovenste niet, wordt  $S_x = 0$  gesteld en is de last in fase  $x$  verbonden met de negatieve zijde van de DC-bus met een potentiaal  $-V_{DC}/2$  t.o.v. het middenpunt van de gelijkspanningsvoeding. De reden voor het complementair sturen van de schakelaars is duidelijk uit figuur 2.5: wanneer beide schakelaars van één paar geleiden zou de busspanning  $V_{DC}$  kortgesloten worden over de serieschakeling van de geleidende schakelaars. Deze situatie (shoot-through genoemd) moet vermeden worden omdat de optredende stromen zo groot zijn dat de spanningsbron en/of de schakelaars beschadigd zouden raken. Het uitschakelen van een vermogenselektronische schakelaar gebeurt echter niet ogenblikkelijk. Om te vermijden dat de twee schakelaars van eenzelfde been tegelijkertijd geleiden zal dus een zekere vertraging  $T_D$  moeten geïntroduceerd worden voor het inschakelen. Tijdens deze vertraging, dode tijd genoemd, is het stuursignaal voor beide schakelaars laag, zoals afgebeeld in figuur 2.6. Hoewel de dode tijd noodzakelijk is voor de veilige werking van de inverter, heeft de toepassing ervan enige gevolgen op de controle. Wanneer de stuursignalen voor beide schakelaars laag zijn, wordt de uitgangsspanning van de inverter immers niet meer gecontroleerd. Tijdens de dode tijd wordt de



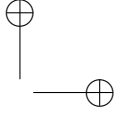
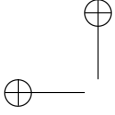


Figuur 2.5: Topologie van een driefasige 2L-VSI.



Figuur 2.6: Dode tijd

uitgangsspanning bepaald door de anti-parallel diodes van de schakelaars en bijgevolg dus door de stroomzin. De werkelijke uitgangsspanning zal, t.o.v. de waarde volgens de controle, dalen bij positieve stroom en stijgen bij een negatieve stroom. In [16] en [25] wordt het effect van de dode tijd uitgebreid besproken. Verder in dit proefschrift (zie p. 44) wordt ook teruggekomen op de effecten van dode tijd.



Bij de bespreking van de schakelmogelijkheden per fase werd de spanning van de uitgangsklem van fase  $x$  gerefereerd t.o.v. het middelpunt van de DC-bus, deze spanning  $v_{xn}$  wordt in dit proefschrift de faseklemspanning genoemd. Meestal echter is het middelpunt  $n$  niet voorzien en/of bereikbaar, daarom wordt meestal de faseklemspanning gemeten t.o.v. de negatieve busbar. Voor de spanning  $v_{x-}$  geldt dan

$$v_{x-} = v_{xn} + \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.60)$$

Voor de last echter is niet zozeer de faseklemspanning  $v_{xn}$  maar wel de spanning die over de last staat, namelijk de fasespanning  $v_{xo}$ , belangrijk. Deze fasespanning kan dan uitgedrukt worden als

$$v_{xo} = v_{xn} - v_{on} \quad (2.61)$$

waarbij de sterpuntsspanning  $v_{on}$  ten opzichte van het middenpunt van de busspanning het gemiddelde is van de faseklemspanningen<sup>2</sup>:

$$v_{on} = \frac{v_{an} + v_{bn} + v_{cn}}{3}. \quad (2.62)$$

Aangezien het sterpunt, net zoals het middenpunt van de bus, niet steeds bereikbaar is, wordt vaak de gekoppelde uitgangsspanning van de inverter bestudeerd. De gekoppelde uitgangsspanningen

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \quad (2.63)$$

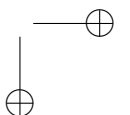
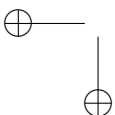
$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \quad (2.64)$$

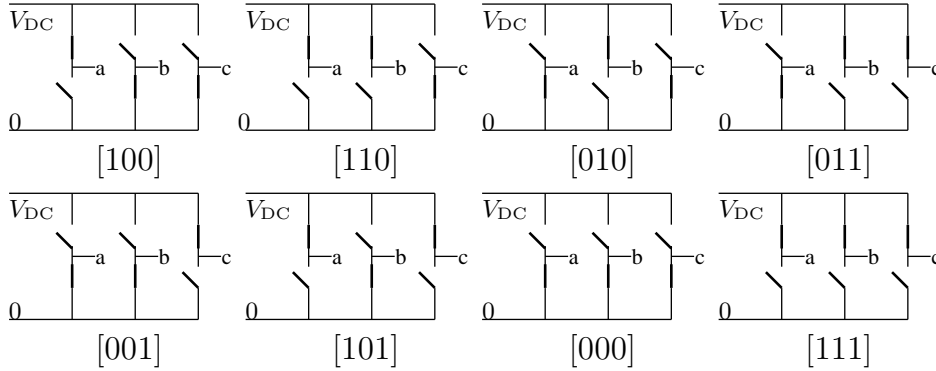
$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \quad (2.65)$$

bevatten immers alle nuttige informatie, bovendien is de maximale gekoppelde spanning direct bepaald door de busspanning.

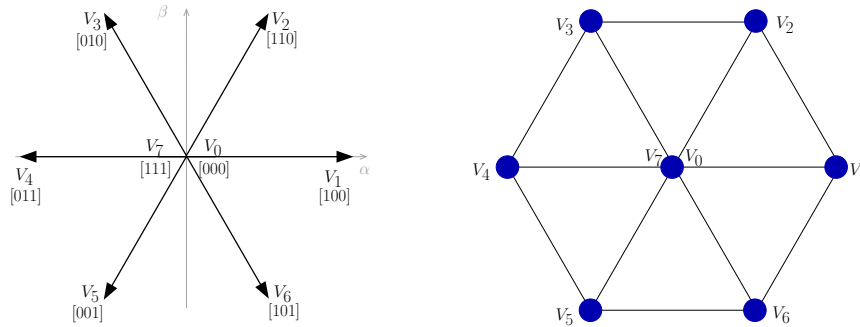
De schakelmogelijkheden van deze topologie werden tot nu toe enkel per fase beschouwd, maar in veel gevallen is het bijzonder nuttig om de verschillende schakeltoestanden van de totale inverter te beschouwen. Aangezien elke fase twee schakelmogelijkheden heeft, zijn er voor de drie fasen in totaal  $2^3 = 8$  schakeltoestanden mogelijk. Deze zijn schematisch weergegeven in figuur 2.7, hierbij worden de schakeltoestanden aangeduid met de waarden voor de schakelfuncties  $[S_a S_b S_c]$ . Voor de verschillende schakeltoestanden kunnen ook de componenten van het equivalente tweefasige systeem berekend worden. Na de Clarke-transformatie kunnen de  $\alpha\beta$ -componenten van de spanning voorgesteld worden als ruimtevector (§2.2.1).

<sup>2</sup>In de veronderstelling van een symmetrische last.





Figuur 2.7: Schakeltoestanden 2L-VSI

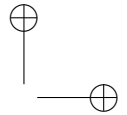
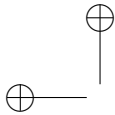


Figuur 2.8: Spanningsvectoren voor een driedfasige 2L-VSI.

Bij een driedfasige inverter met twee spanningsniveaus zijn er dus acht mogelijke ruimtevectoren, zoals afgebeeld in figuur 2.8. Links in figuur 2.8 zijn de vectoren zelf getoond samen met de  $\alpha$ - en  $\beta$ -assen. Voor topologieën met een groter aantal spanningsniveaus wordt deze voorstelling echter snel onoverzichtelijk. Daarom wordt vaak enkel het eindpunt van de vector getekend, deze voorstelling is rechts in figuur 2.8 gebruikt. Deze voorstelling is ook handig bij het bestuderen van de modulatie van de inverter. Van deze acht schakeltoestanden, of ruimtevectoren, zijn er twee toestanden waarbij alle fasen aan de positieve of negatieve busbar geschakeld zijn:  $\underline{V}_0 = [0\ 0\ 0]$  en  $\underline{V}_7 = [1\ 1\ 1]$ . In die gevallen is respectievelijk  $v_{xn} = \frac{V_{DC}}{2} \forall x$  en  $v_{xn} = -\frac{V_{DC}}{2} \forall x$ , maar zijn alle fasespanningen en gekoppelde spanningen ook  $v_\alpha = v_\beta = 0$ . Daarom spreekt men van nulvectoren en deze ruimtevectoren bevinden zich in de oorsprong  $[0\ 0]$ .

De zes overige schakeltoestanden geven aanleiding tot de niet-nul vectoren of zogenaamde actieve vectoren. De zeven mogelijke ruimtevectoren (zes actieve en twee nulvectoren) zijn alle fysisch mogelijke uitgangen van de inverter.





### 2.4.2 Modulatie

Opdat met een inverter gelijkspanning naar wisselspanning kan worden omgezet, moeten de besproken schakeltoestanden op een geschikte manier worden afgewisseld. Het bepalen van de sequentie voor het periodiek afwisselen van de verschillende schakeltoestanden, of dus het periodieke in- en uitschakelen van de schakelaars, vormt de essentie van invertormodulatie. De eenvoudigste manier om een wisselspanning te bekomen aan de uitgang bestaat uit het laten geleiden van elke schakelaar gedurende een halve fundamentele periode of dus  $180^\circ$  en dit met een faseverschil van  $120^\circ$  tussen de verschillende fasen. In figuur 2.9 zijn de resulterende faseklemspanningen  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  (2.9a), een gekoppelde spanning  $v_{ab}$  (2.9b) en fasespanning  $v_{ao}$  (2.9c) afgebeeld. Deze vorm van modulatie wordt blok golf of six-step modulatie genoemd, naar de golfvormen van de gekoppelde en fasespanningen. De grondgolf van de fasespanning is inderdaad een sinus met grondharmonische frequentie en de schakelfrequentie is extreem laag.

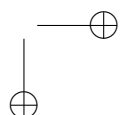
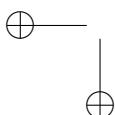
Toch heeft deze modulatietechniek erg belangrijke nadelen. De Fourieranalyse toont duidelijk aan dat er erg belangrijke laagfrequente harmonischen optreden (voornamelijk 5e en 7e harmonische). Bovendien is de amplitude van de grondgolf vast, er wordt dan ook enkel gebruik gemaakt van de actieve schakeltoestanden. In figuur 2.10 wordt de golfvorm getoond wanneer de six-step spanningen bijkomend gemoduleerd worden door gebruik te maken van nulvectoren om de grondharmonische amplitude te verkleinen. Ook de verder besproken, betere modulatietechnieken zullen gebruik maken van nulvectoren (schakeltoestanden  $[0\ 0\ 0]$  en  $[1\ 1\ 1]$ ) en zullen bovendien trachten laagfrequente harmonischen te vermijden.

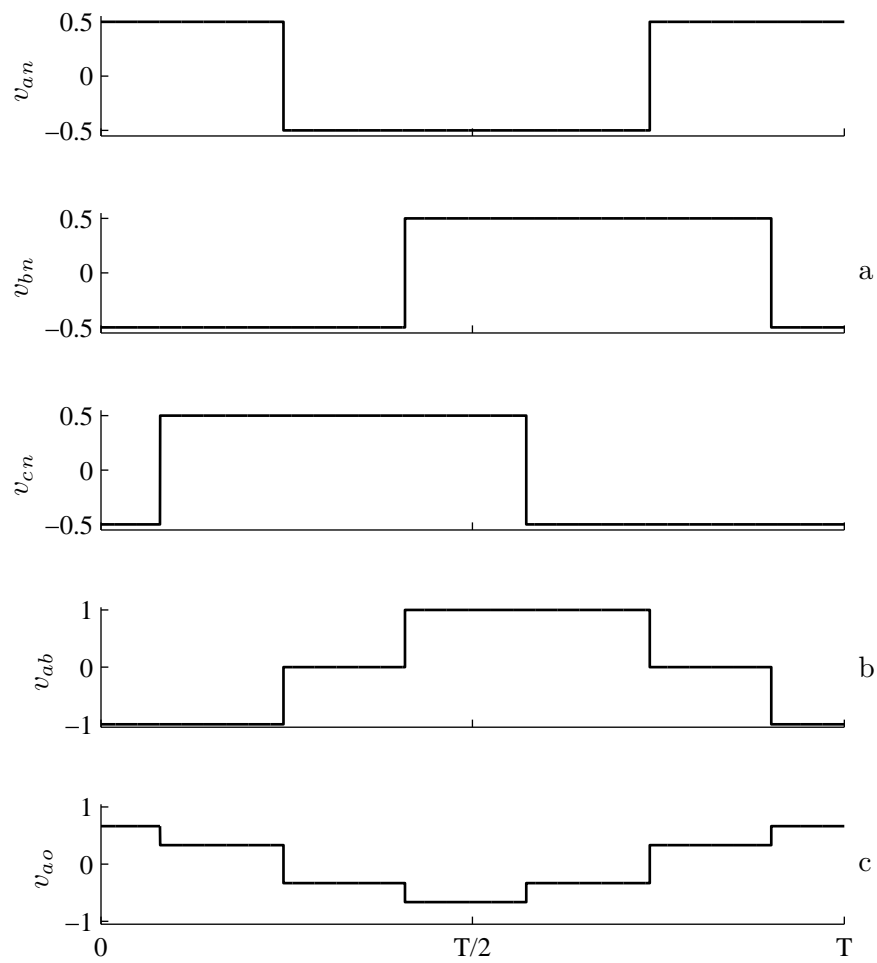
Hierna worden drie verschillende strategieën besproken om de schakelogenblikken van de inverter te bepalen: pulsbreedtemodulatie met draaggolf, ruimtevectormodulatie en directe controle.

#### A. Pulsbreedtemodulatie met draaggolf

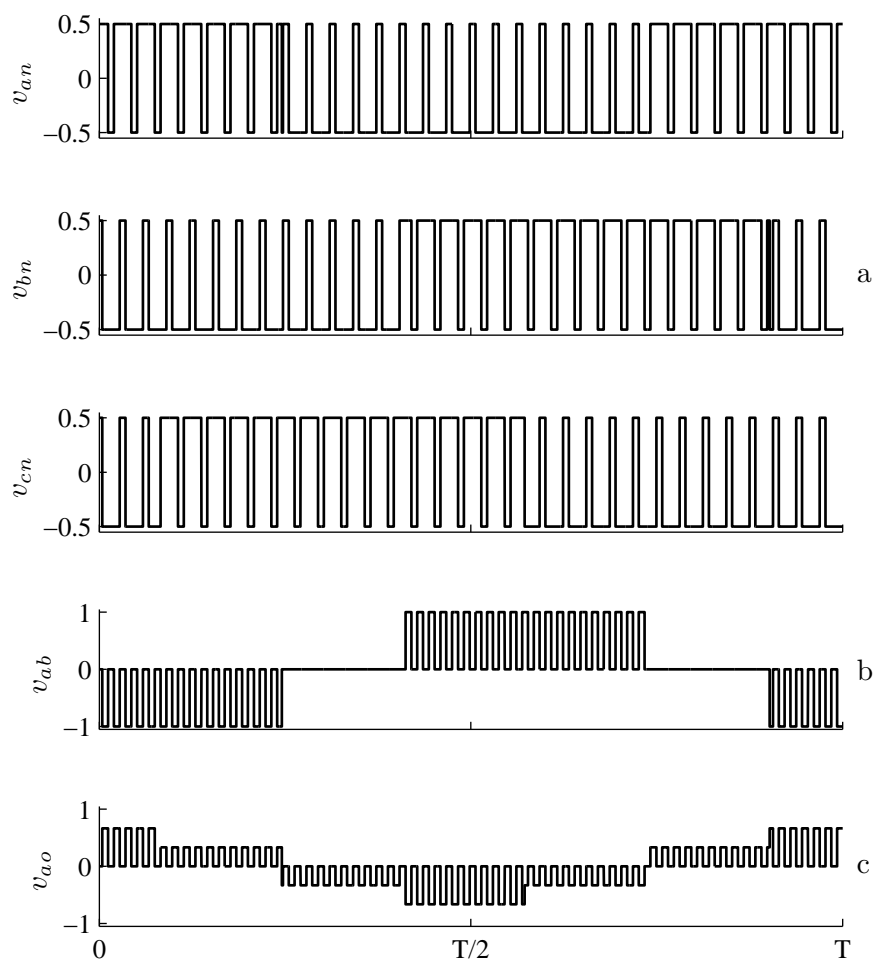
Zoals te zien is in figuur 2.10, ontstaat een grondharmonische spanning met bepaalde frequentie en amplitude door een geschikte afwisseling van spanningspulsen. Bij pulsbreedtemodulatie (pulse width modulation, PWM) worden de schakelogenblikken van de halfgeleiderschakelaars meestal<sup>3</sup> bepaald door het vergelijken

<sup>3</sup>Er zijn modulatietechnieken die wel pulsbreedtemodulatie toepassen zonder on-line vergelijking van draaggolf en referentie-golf, bijvoorbeeld getabelleerde PWM waar het pulsenpatroon op voorhand berekend is en tijdens de werking van de inverter uit het geheugen gelezen wordt. Deze technieken hebben echter meestal specifieke doelen (zoals eliminatie van bepaalde harmonischen uit de uitgangsspanning) en worden eerder zelden toegepast bij hoogdynamische elektrische aandrijvingen.





Figuur 2.9: Golfvormen voor six-step modulatie, de spanningen zijn in p.u. uitgedrukt met  $V_{DC}$  als referentiewaarde.



Figuur 2.10: Golfvormen voor gewijzigde six-step modulatie die gebruik maakt van nulvectoren

van een referentiegolf en een draaggolf (zaagtand- of driehoeksgolf). Dit resulteert inderdaad in een variërende pulsbreedte voor de uitgangsspanning en deze methodes zijn gekend als sinusoïdale (SPWM), triangulatie of subharmonische PWM.

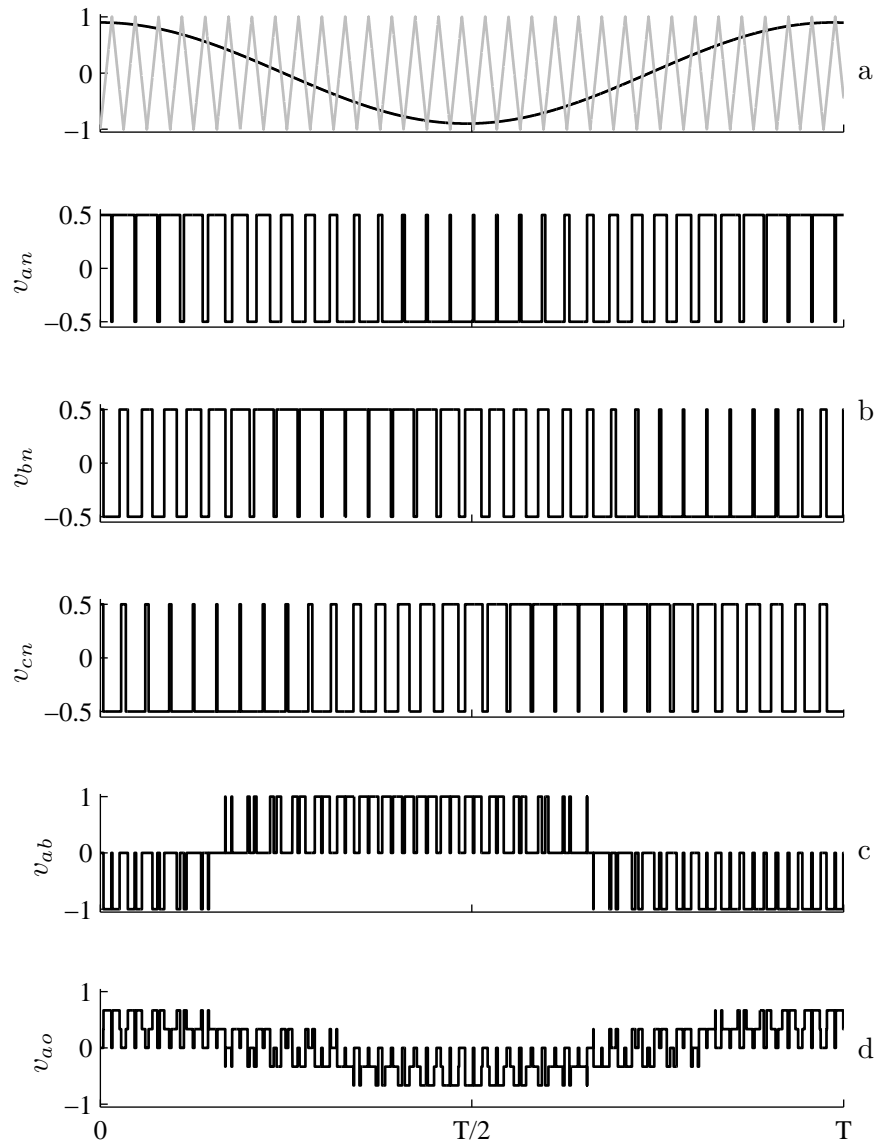
In figuur 2.11 worden de driehoeksdraaggolf en referentiegolven getoond voor een driefasige 2L-VSI (a), samen met de resulterende faseklemspanningen (b), een gekoppelde spanning (c) en een fasespanning (d). De verhouding van de amplitude van de referentiegolf t.o.v. van de draaggolf wordt de modulatie-index  $M$  genoemd. De verhouding van de aan-tijd van een schakelaar  $T_{on,x}$  t.o.v. de PWM-periode  $T_c$  wordt de duty-ratio  $\delta = \frac{T_{on,x}}{T_c}$  genoemd.

Er zijn in de literatuur veel verschillende PWM-technieken voorgesteld. Deze verschillen voornamelijk in:

- frequentie en golfvorm van de draaggolf,
- bemonstering van de referentiegolf,
- toegevoegde homopolaire spanningen voor de referentiegolf.

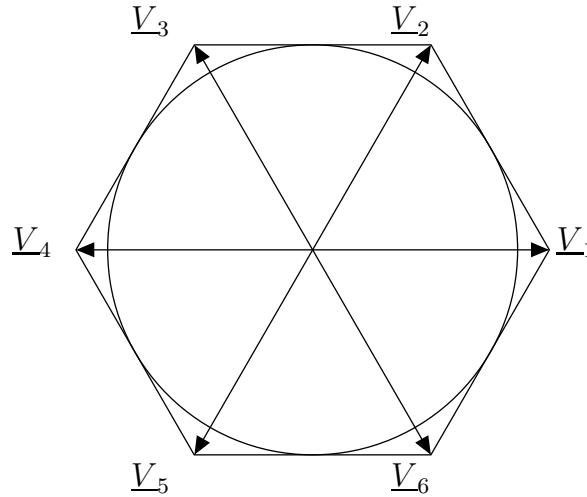
Wat de golfvorm van de draaggolf betreft is het algemeen geaccepteerd dat een driehoekige golfvorm te verkiezen valt boven een zaagtand. Bij een zaagtand als draaggolf vallen de uitschakelmomenten voor alle fasen immers samen, waar deze voor een driehoekige draaggolf verspreid kunnen liggen. In het laatste geval kan men dan ook een frequentieverdubbeling bekomen in de pulsen van de gekoppelde spanningen die, omdat het sterpunt niet verbonden is, de fasestromen en hun rimpel bepalen. Wanneer de frequentie voor de draaggolf een geheel veelvoud is van de frequentie van de grondgolf spreekt men van synchrone modulatie. Dit is wenselijk wanneer de verhouding van de draaggolffrequentie tot de grondgolffrequentie, de zogenaamde frequentiemodulatie-index, laag is. Wanneer de frequentiemodulatie-index groot is ( $> 20$ ) wordt een constante draaggolffrequentie met asynchrone modulatie gebruikt. Hierbij wordt meestal een constante schakelfrequentie nagestreefd. In de meeste toepassingen is tegenwoordig asynchrone modulatie gebruikelijk. Hierna wordt ook van die veronderstelling uitgegaan.

Pulsbreedtemodulatie ontstond als een analoge techniek (een generator voor de draaggolf en een comparator waren de belangrijkste componenten van het analoge circuit), de vorm van PWM wordt “natural sampling” genoemd. Tegenwoordig wordt PWM hoofdzakelijk digitaal uitgevoerd, de resulterende PWM-methoden worden dan “regular sampling” of regulier bemonsterde PWM genoemd. Bij digitale implementatie wordt de referentiegrondgolf periodiek bemonsterd. Deze bemonstering gebeurt bij regulier bemonsterde PWM-methoden één- of tweemaal per periode van de draaggolf. Wanneer éénmaal bemonsterd wordt (op bijvoorbeeld de positieve piek van de draaggolf) spreekt men van symmetrische bemonstering en

Figuur 2.11: PWM met  $M = 0.9$ 

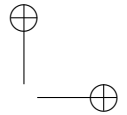
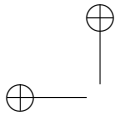
wanneer tweemaal bemonsterd wordt (op de positieve en negatieve piek) van asymmetrische bemonstering. Beide methodes resulteren in dezelfde grondharmonische component en schakelfrequentie, maar asymmetrische bemonstering resulteert in een lagere harmonische inhoud.

Wanneer de referentiegolf in amplitude toeneemt tot de amplitude van de draaggolf, wordt de modulatie-index  $M = 1$ . In deze toestand wordt dus de maximale



Figuur 2.12: Maximale uitgangsspanning van de inverter (zeshoek) en maximale uitgangsspanning zonder overmodulatie (ingeschreven cirkel).

grondgolf bereikt zonder dat er schakelpulsen wegvallen. Wanneer  $M$  verder toeneemt zal immers de referentiegolf gedurende meerdere draaggolfperiodes groter zijn dan de draaggolf. Men spreekt dan van overmodulatie en de amplitude van de grondgolf neemt dan niet langer linear toe met de modulatie-index. Werking bij een modulatie-index  $M > 1$  zonder overmodulatie is mogelijk door het toevoegen van een derde harmonische voor alle referentiegolven, aangezien deze de piekwaarde van de referentiegolf kan verlagen voor  $M > 1$ . De optimale waarde voor de fractie derde harmonische is  $1/6$  van de grondharmonische. Overmodulatie wordt zo vermeden zonder de fasespanningen of fasestromen te degraderen. Aangezien het sterpunt niet verbonden is met de DC-bus van de inverter worden de fasestromen enkel bepaald door de gekoppelde spanningen. Bijgevolg zal het optellen van een willekeurige homopolaire spanning bij de referentiegolven, bijvoorbeeld een derde harmonische, inderdaad geen invloed hebben op de gekoppelde spanning. Uiteindelijk zal bij stijgende modulatie-index de inverter uiteindelijk toch weer in het overmodulatiegebied terechtkomen. Bij de optimale situatie van  $1/6$  derde harmonische wordt dit punt bij  $M = 1.15$  bereikt. Bij hogere waarden van de modulatie-index zal dus opnieuw het verband tussen  $M$  en grondharmonische component niet-lineair zijn tot uiteindelijk de inverter overgaat op six-step modulatie. Hoewel dit overmodulatiegebied wel gebruikt wordt voor open-kringsturingen, wordt het meestal vermeden bij koppelsturingen voor hoogdynamische aandrijvingen wegens het verlies van lineariteit. Het lineaire gebied is dus beperkt tot de ingeschreven cirkel van de zeshoek gevormd door de schakeltoestanden,

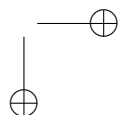
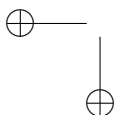


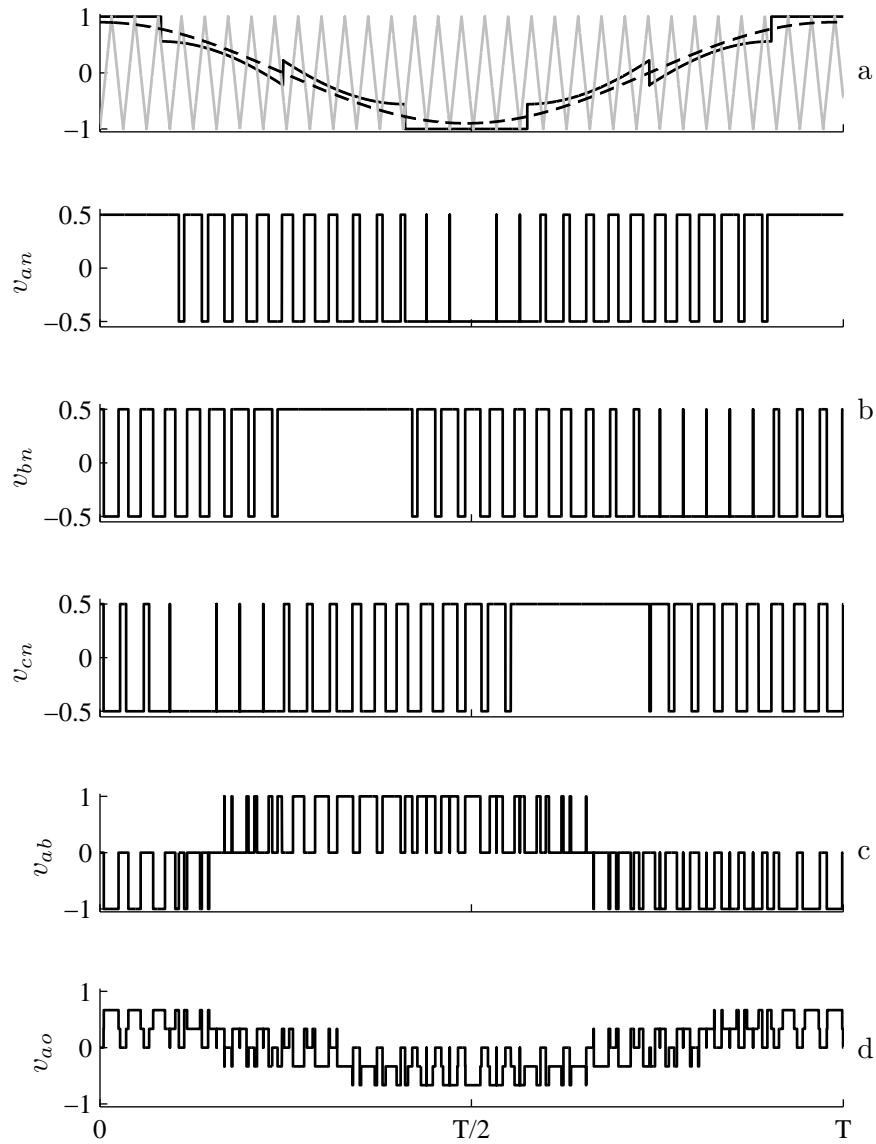
zoals weergegeven in figuur 2.12. Om het lineaire gebied van de inverter uit te breiden kunnen uiteraard ook andere homopolaire spanningen gebruikt worden. In plaats van een derde harmonische kan ook een driehoeksgolf met driemaal de grondharmonische frequentie gebruikt worden<sup>4</sup>, zoals besproken in [26].

Het bijtellen van homopolaire spanningen kan ook gebruikt worden om net wel pulsen te laten wegvallen, maar toch een lineair verband te behouden tussen de modulatie-index en de grondharmonische amplitude. Dergelijke PWM-methodes worden als discontinue modulatie (DPWM) aangeduid. In figuur 2.13 is een vaak gebruikte vorm van DPWM getoond. De golfvorm van de homopolaire spanning is zo gekozen dat elke fase binnen een grondharmonische periode gedurende  $60^\circ$  continu aan de positieve en  $60^\circ$  continu aan de negatieve busbar verbonden is. De gekoppelde grondharmonische spanningen zijn onveranderd en de impact op de harmonischen is beperkt. Belangrijk echter is het feit dat elke fase nu gedurende  $1/3$  van de tijd niet schakelt. Deze resulterende lagere schakelfrequentie ( $2/3$ ) voor eenzelfde draaggolffrequentie betekent dat de inverter lagere schakelverliezen heeft, of dat met dezelfde schakelfrequentie en schakelverliezen de draaggolffrequentie kan verhoogd worden om harmonischen naar hogere rangorden te verplaatsen. De ligging van de  $60^\circ$  waarin niet geschakeld wordt, kan verschoven worden om de schakelverliezen voornamelijk te beperken bij de grootste stroomwaarden. In feite is het correcter om hier over effectieve of gemiddelde schakelfrequentie te spreken, aangezien telkens slechts twee fasen schakelen maar dan wel aan de draaggolffrequentie  $f_c$ .

Alle tot nu toe besproken PWM-methodes worden deterministisch genoemd omdat de draaggolffrequentie en schakelfrequenties constant zijn. Deze deterministische PWM-methodes hebben als kenmerkende eigenschap echter een groepering van harmonische componenten rond discrete hogere harmonischen van de draaggolffrequentie. Dit is een voordeel wanneer een uitgangsfILTER nodig is, maar heeft ook belangrijke nadelen. De concentratie van de harmonischen zorgt voor een specifiek spectrum van stroomrimpel en koppel, wat soms ongewenst is en kan ook problemen geven op het vlak van elektromagnetische interferentie (EMI). Ook belangrijk is het feit dat het akoestisch geluid van de motor ook op discrete frequenties geproduceerd wordt, wat tot onaangename fluittonen leidt. Eén mogelijkheid om hieraan tegemoet te komen is het verhogen van de draaggolffrequentie om de frequenties van het geluid te verhogen (het menselijk gehoor is immers niet in staat geluid waar te nemen boven 20 kHz). Dit verhoogt echter ook de schakelverliezen.

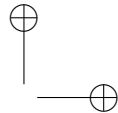
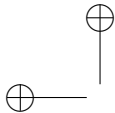
<sup>4</sup>De modulatievorm waarbij een driehoeksgolf met driemaal de grondharmonische frequentie bij de referentie opgeteld wordt, leidt tot exact dezelfde resultaten als de verder besproken ruimtevectormodulatie [26].





Figuur 2.13: DPWM, bij (a) is de grondgolf van de referentie getoond als streeplijn, de totale referentie (na het optellen van de homopolaire) als volle lijn.





Daarom werden in de literatuur verschillende random PWM-methodes (RPWM) voorgesteld. Hierbij kan ofwel de draaggolffrequentie ofwel de verdeling en plaatsing van de niet-actieve schakeltoestanden (semi-)random gevarieerd worden. De eerste optie is praktisch moeilijk te implementeren aangezien de regelaar en de PWM-generator meestal gesynchroniseerd worden en de nodige rekentijd voor de regelaar constant blijft. De tweede optie laat toe om met een relatief eenvoudige implementatie zowel de verhouding van de niet-actieve schakeltoestanden  $[000]$  en  $[111]$  binnen een draaggolfperiode als hun schakelogenblikken (semi-)random te wijzigen waardoor een variabele schakelfrequentie ontstaat en de frequentiespectra als het ware uitgesmeerd worden.

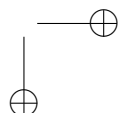
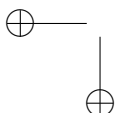
Afsluitend dient wel nog opgemerkt te worden dat voor draaggolfgebaseerde PWM-methodes de sinusoidale referentiegolf enkel gebruikt wordt in open-kringsturingen. Bij het gebruik van pulsbreedtemodulatoren in koppelgestuurde elektrische aandrijvingen worden de referentiewaarden op ieder bemonsteringsogenblik geconstrueerd uit de wenswaarden voor de spanning die door de regeling geleverd worden. Dit komt neer op het opgeven van de duty-ratio's van de drie fasen (meestal omgerekend uit de twee duty-ratio's in een  $\alpha\beta$ -voorstelling).

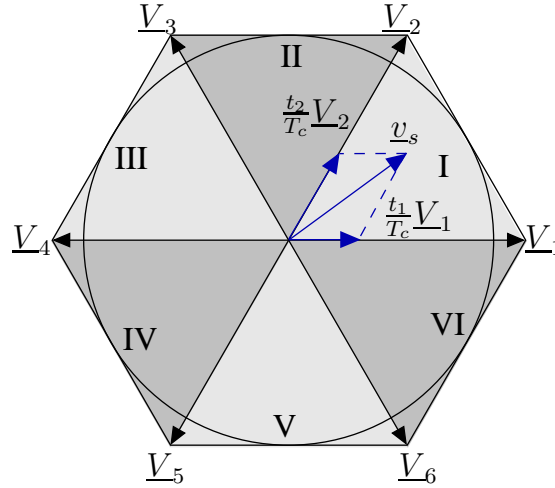
### B. Ruimtevectormodulatie

In §2.2.1 werd besproken hoe de voeding en werking van elektrische machines zowel kunnen beschreven worden met een fysisch  $m$ -fasig draaiveld (waarbij tot nu toe vooral aandacht besteed werd aan de situatie  $m = 3$ ) of door een equivalent tweefasig systeem. Ook bij de bespreking van de driefasige spanningsinverter met twee spanningsniveaus kwam de voorstelling van de schakeltoestanden als ruimtevectoren voor de uitgangsspanningen aan bod. Deze voorstelling als ruimtevectoren laat ook toe om het schakelpatroon voor de inverter te berekenen. De techniek wordt ruimtevectormodulatie (space vector modulation, SVM) genoemd. SVM kan uiteraard enkel toegepast worden bij meerfasige systemen (en dus niet bij enkelfasige invertoren), maar heeft als belangrijk voordeel dat de modulatie-techniek grotendeels dezelfde blijft bij een groter aantal fasen of een gewijzigde topologie.

Bij SVM [26] wordt een willekeurige spanningsvector  $\underline{v}_s$  benaderd door een geschikte opeenvolging van de 2 nulvectoren en 2 actieve spanningsvectoren. Daartoe wordt het  $\alpha\beta$ -vlak onderverdeeld in zes sectoren, zoals afgebeeld in figuur 2.14, en wordt bepaald in welke sector de te genereren vector  $\underline{v}_s$  ligt. Om de vector te realiseren worden enkel de actieve vectoren gebruikt die de sector begrenzen, in het geval van figuur 2.14  $\underline{V}_1$  en  $\underline{V}_2$ , en natuurlijk de nulvectoren<sup>5</sup>. Om over

<sup>5</sup>In principe kunnen ook de andere actieve vectoren ( $\underline{V}_3$ ,  $\underline{V}_4$ ,  $\underline{V}_5$ ,  $\underline{V}_6$ ) gebruikt worden om de gemiddelde spanningsvector te realiseren. In dat geval zal de spanningskwaliteit echter sterk verminderen, zoals verder in dit proefschrift (zie §2.6) besproken. Bovendien neemt het aantal omschake-





Figuur 2.14: Principe van ruimtevectormodulatie en verdeling in sectoren.

een periode  $T_c$  een gemiddelde spanningsvector te bekomen die gelijk is aan  $\underline{v}_s$  moet gedurende een tijd  $t_1$  de vector  $\underline{V}_1$  en gedurende een tijd  $t_2$  de vector  $\underline{V}_2$  geschakeld worden. De rest van de periode, de tijd  $t_0$ , zal een nulvector geschakeld worden zodat:

$$T_c \underline{v}_s = t_1 \underline{V}_1 + t_2 \underline{V}_2 \quad (2.66)$$

$$T_c = t_0 + t_1 + t_2 \quad (2.67)$$

Hieruit kunnen de aan-tijden voor de vectoren berekend worden. In het algemeen geldt voor een vector  $\underline{v}_s$  in sector  $x$  dat

$$t_x = \frac{V \sin(x\frac{\pi}{3} - \theta)}{V_m \sin \frac{\pi}{3}} T_c \quad (2.68)$$

$$t_{\text{mod}(x+1,6)} = \frac{V \sin(\theta - (x-1)\frac{\pi}{3})}{V_m \sin \frac{\pi}{3}} T_c \quad (2.69)$$

$$t_0 = T_c - t_x - t_{x+1} \quad (2.70)$$

met  $V_m$  de modulus van de actieve spanningsvectoren en  $V$  de modulus van  $\underline{v}_s$ . De bovenstaande vergelijkingen zijn geldig voor alle SVM-technieken. Hiermee zijn echter enkel nog maar de aan-tijden van de vectoren berekend. De volgorde van het schakelpatroon en, vooral, de verdeling van  $t_0$  over de twee nulvectoren is daarmee nog niet vastgelegd. Er zijn veel verschillende manieren voorgesteld

lingen van transistoren sterk toe in dat geval.

waarop deze verdeling en schakelpatroon gekozen worden. De klassieke ruimtevectormodulatie schakelt in zes stappen:

$$\underline{V}_0 \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_{x+1} \rightarrow \underline{V}_7 \rightarrow \underline{V}_{x+1} \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_0 \quad \text{met } x = 1, 3, 5 \quad (2.71)$$

$$\underline{V}_0 \rightarrow \underline{V}_{\text{mod}(x+1,6)} \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_7 \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_{\text{mod}(x+1,6)} \rightarrow \underline{V}_0 \quad \text{met } x = 2, 4, 6 \quad (2.72)$$

De nulvectoren worden dus geschakeld aan het begin, midden en einde van één schakelperiode  $T_c$ . In iedere periode worden dus beide nulvectoren gebruikt. Verder schakelen alle drie de fasen binnen één schakelperiode waarbij slechts één schakelaar per keer veranderd wordt. De overeenkomst tussen PWM en SVM is zelfs groter: voor elke vorm van SVM kan een equivalent PWM-schema gevonden worden [26]. In feite is SVM niets anders dan een alternatieve methode t.o.v. PWM met driehoeksdraaggolf om de pulsbreedtes te bepalen voor de inverter. Bij continue regulier bemonsterde PWM worden immers ook de twee dichtstbijzijnde actieve vectoren en de twee nulvectoren gebruikt. Bij SVM is er enkel een bijkomende vrijheidsgraad (de keuze en plaatsing van nulvectoren) voorhanden (bij PWM kan men dit via de homopolaire component van de referentiegolf beïnvloeden). In veel gevallen zal het dus niet uitmaken of de modulatie door PWM of SVM gerealiseerd wordt en in het vervolg van dit proefschrift worden beide modulatiemethoden bedoeld wanneer er sprake is van pulsbreedtemodulatie.

Ook voor de discontinue PWM-methoden bestaan equivalente SVM-methoden. De werking van het discontinue schakelen is zelfs eenvoudiger te begrijpen. Het klassieke schakelpatroon van SVM kan immers vervangen worden door een schakelpatroon met slechts vier stappen. Wanneer daarbij enkel de  $\underline{V}_0$ -nulvector gebruikt wordt, bekomt men:

$$\underline{V}_0 \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_{x+1} \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_0 \quad \text{met } x = 1, 3, 5 \quad (2.73)$$

$$\underline{V}_0 \rightarrow \underline{V}_{\text{mod}(x+1,6)} \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_{\text{mod}(x+1,6)} \rightarrow \underline{V}_0 \quad \text{met } x = 2, 4, 6 \quad (2.74)$$

Indien enkel de  $\underline{V}_7$ -nulvector aangelegd wordt:

$$\underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_{x+1} \rightarrow \underline{V}_7 \rightarrow \underline{V}_{x+1} \rightarrow \underline{V}_x \quad \text{met } x = 1, 3, 5 \quad (2.75)$$

$$\underline{V}_{\text{mod}(x+1,6)} \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_7 \rightarrow \underline{V}_x \rightarrow \underline{V}_{\text{mod}(x+1,6)} \quad \text{met } x = 2, 4, 6 \quad (2.76)$$

Voor beide mogelijkheden is duidelijk dat de gemiddelde schakelfrequentie met 1/3 verlaagd wordt. Deze methodes worden bus-clamped ruimtevectormodulatie genoemd. Het principe is eenvoudig: bij SVM liggen de aan-tijden van de actieve

vectoren vast, maar de nulvectoren worden zo verdeeld dat één fase niet schakelt. In het  $\alpha\beta$ -vlak correspondeert dit met alternerende zones van  $60^\circ$  waarin één nul-vector niet gebruikt wordt. Deze zones kunnen verschoven worden om verschillende varianten van bus-clamped SVM te bekomen. Dit is conceptueel aanzienlijk eenvoudiger dan het bekomen van DPWM, waar een veel minder intuïtieve aanpassing in de homopolaire component van de referentie golf moet gebeuren. Dit is het gevolg van het feit dat SVM expliciet een meerfasige modulatie techniek is. Dit komt eigenlijk ook naar voren in de grotere lineariteit van het modulatieschema zonder aanpassingen te moeten doen. Voor PWM moet immers een geschikte derde harmonische opgeteld worden bij de referentie golfvorm opdat de ingeschreven cirkel van figuur 2.12 kan beschreven worden met lineaire PWM. Bij SVM volgt de lineaire werking tot deze cirkel direct uit het modulatieschema. Toegepast in elektrische aandrijvingen zal de controle meestal gebruik maken van de volledige oppervlakte binnen de zeshoek.

Ondanks het feit dat SVM en PWM volledig identieke schakelpatronen opleveren, is de brede toepassing van SVM t.o.v. draaggolfgebaseerde PWM sterk toegenomen. Dit is niet zozeer te wijten aan de grotere inherente lineariteit maar wel aan de toenemende implementatie in digitale regelaars. Door de eenvoudige te programmeren vergelijkingen en de flexibiliteit met betrekking tot de plaatsing van nulvectoren leent SVM zich immers erg goed tot digitale implementatie.

### C. Directe controle

Bij directe controle van een inverter wordt de schakeltoestand van de inverter direct bepaald uit een terugkoppeling. In tegenstelling tot de vorige technieken (PWM en SVM) wordt directe controle dus niet gebruikt om in open-kringsturing een spanningsreferentie met vaste frequentie te volgen. De terugkoppeling van één of meerdere fysische signalen wordt door een regelaar verwerkt en het resultaat wordt gebruikt om één van de mogelijke schakeltoestanden te selecteren. Tussen de regelaar en de inverter bevindt zich dus geen modulator, waardoor deze techniek direct genoemd wordt. Voor digitale regelaars wordt de schakeltoestand aangehouden tot een nieuwe bemonstering van de terugkoppeling een nieuwe schakeltoestand oplevert. Daarom wordt bij directe controle gesproken van het updaten van de schakeltoestand met een vaste update-frequentie. Goed gekende voorbeelden van directe controle zijn hysteresisstroomregeling en directe koppelcontrole (directe koppelcontrole komt later uitgebreid aan bod).

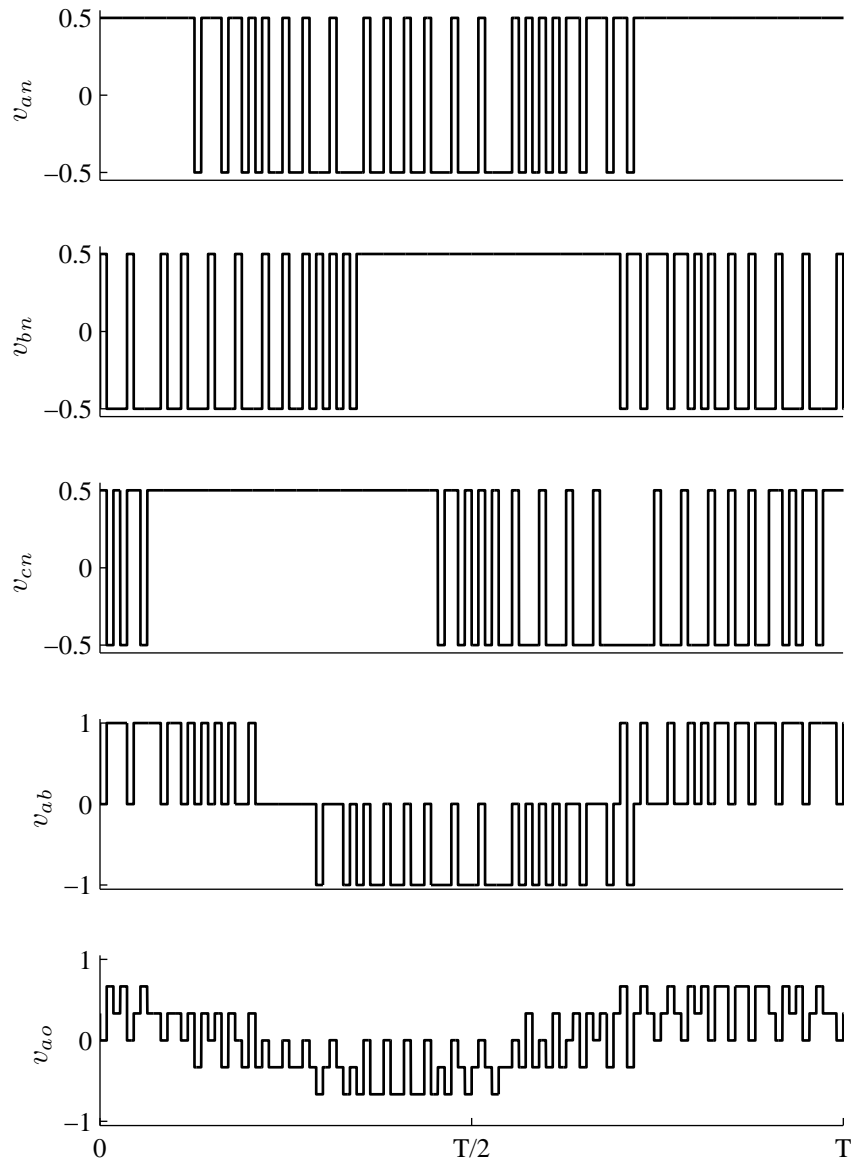
Directe controle wordt soms ook omschreven als feedback-PWM-modulatie, zie [16]. Dit is te rechtvaardigen door het feit dat bij directe controle inderdaad een schakelpatroon ontstaat waarbij door de regelaar op basis van feedback een (fun-

damentele) spanningsgolfvorm gerealiseerd wordt door gebruik te maken van een variabele pulsbreedte. Over een langere periode genomen is dit inderdaad als een pulsbreedtemodulatie te interpreteren. Dit is duidelijk te zien in het voorbeeld<sup>6</sup> van figuur 2.15. De golfvormen zijn erg gelijkaardig aan deze van figuur 2.13, maar de pulsbreedtes zijn nu discrete waarden (een geheel veelvoud van de update-periode). Gezien echter het fundamentele verschil in aanpak wordt in dit proefschrift de voorkeur gegeven aan de benaming directe controle om het onderscheid met PWM duidelijk te maken. De golfvormen van figuur 2.15 vertonen net zoals DPWM, deelperiodes waarin één fase niet geschakeld wordt en waardoor de schakelfrequentie gevoelig verlaagt. In tegenstelling tot PWM en SVM moeten hiervoor geen speciale aanpassingen gebeuren (zoals homopolaire componenten toevoegen in de referentiegolfvorm of de vectorsequentie wijzigen), maar ontstaat het gereduceerde schakelen op natuurlijke wijze. Dit is logisch aangezien de schakelacties direct door de regelaar gecontroleerd worden en niet door een modulator, er wordt dus niet geschakeld tenzij nodig voor de controle. Ook de overgang naar six-step-modulatie kan dan op natuurlijke wijze gaan. Dit is geïllustreerd in figuur 2.16 waar de gesloten-kringregeling voor de stroom er bij een hoge stroomwenswaarde voor zorgt dat de regelaar een zodanig schakelpatroon aanlegt dat een hoge fundamentele spanning gerealiseerd wordt. Er moet dus geen strategie voorzien worden bij “overmodulatie” zoals bij PWM/SVM. Wel dient opgemerkt te worden dat directe controle geen garantie biedt voor een dergelijke geleidelijke overgang naar six-step mode, maar dat hoofdzakelijk de gesloten-kringregeling hiervoor verantwoordelijk is.

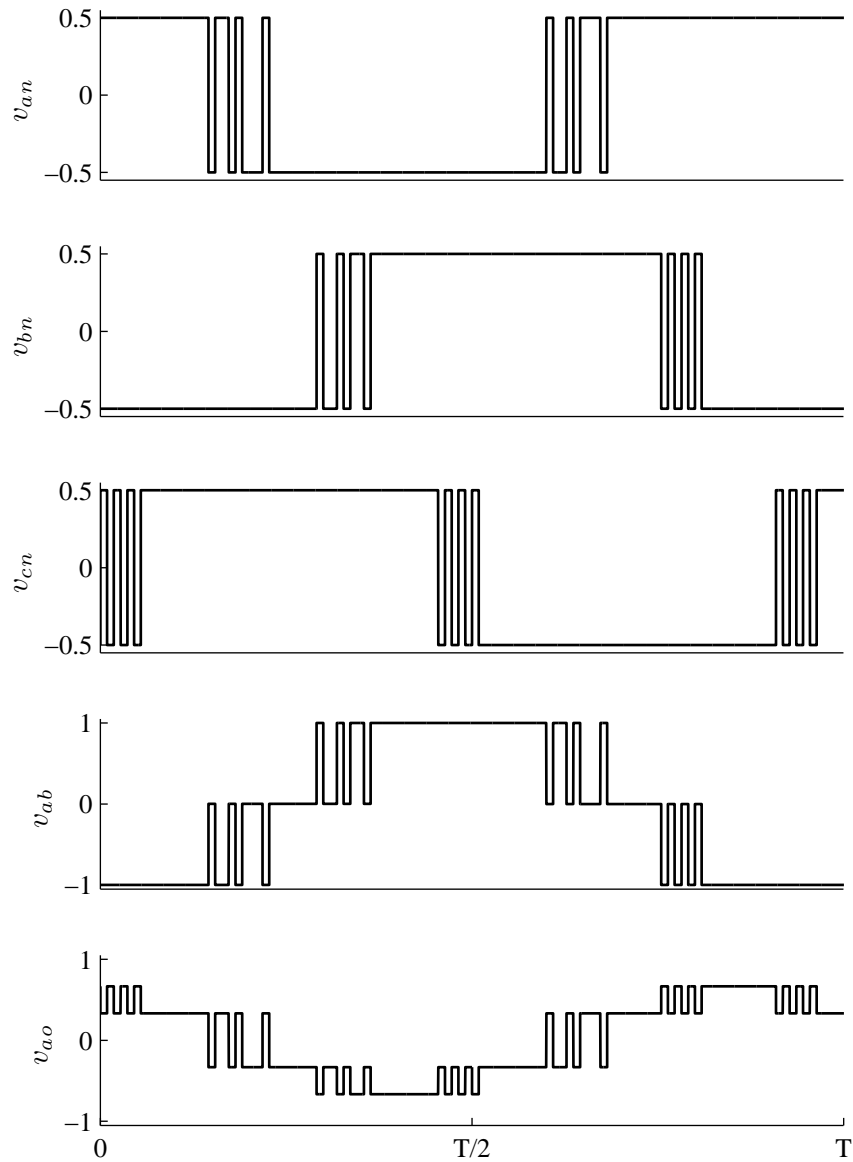
Directe controle is dus een totaal ander paradigma voor de controle van invertoren dan PWM/SVM. Ten eerste wordt, zoals reeds aangehaald, directe controle enkel in terugkoppelkringen gebruikt. Een open-kringanalyse van de schakelpatronen zoals voor PWM en SVM veelvuldig [26] voorkomen is dus niet mogelijk. Een gesloten-kringanalyse is wel mogelijk in regime, maar niet algemeen. De eigenschappen van het schakelpatroon van de inverter in gesloten-kringsturing wordt immers door de gebruikte regelaar, het proces en de werksomstandigheden bepaald.

Ten tweede houdt directe controle onmiddellijk rekening met één van de belangrijkste kenmerken van een inverter, namelijk het feit dat een schakelende omvormer een sterk niet-lineair systeem is. Modulatietechnieken als PWM en SVM hebben net als doel de inverter te lineariseren tot het verband tussen duty-ratio en de gemiddelde spanning, waardoor lineaire regelaars kunnen gebruikt worden. De inverter wordt aldus een spanningsversterker, zoals besproken in [16]. Dit betekent echter

<sup>6</sup>Er bestaan veel vormen van directe controle, veel algemene uitspraken zijn daarom niet steeds mogelijk. In het getoonde voorbeeld is er een stroomcontrole gerealiseerd voor de 2L-VSI aan de hand van een modelgebaseerde voorspellende regelaar (FS-MBPC) zoals in het toepassingsvoorbeeld van hoofdstuk 4 aan bod komt.



Figuur 2.15: Golfvormen bekomen met directe controle voor een stroomregeling (de later besproken FS-MBPC) met een vaste update-frequentie.



Figuur 2.16: Golfvormen bekomen met directe controle voor een stroomregeling (de later besproken FS-MBPC) met een vaste update-frequentie, overgang naar six-step modulatie.

dat elke niet-lineariteit van de spanningsversterker erg nadelig is voor de regeling. Deze niet-lineariteit van de inverter heeft vier belangrijke oorzaken: overmodulatie, dode tijd, spanningsval over de schakelaars en fluctuaties van de tussenkringspanning. Daarom moet bij PWM/SVM overmodulatie vermeden worden en de dode tijd gecompenseerd worden. In [16] worden verschillende technieken hiervoor besproken. De compensatieformules en -methodes zijn echter slechts benaderend. Dit geldt ook voor de spanningsval over de schakelaars (in tegenstelling tot een ideale schakelaar is de spanning over een werkelijke vermogenselektronische schakelaar niet nul). De variërende tussenkringspanning zorgt in feite voor een variabele versterking voor de modulator en doet dus ook afbreuk aan de lineariteit. Deze problemen stellen zich niet zo voor directe controle<sup>7</sup>.

Ten derde is het duidelijk dat bij directe controle de metingen en de controle een grote bandbreedte moeten hebben omdat de terugkoppeling direct het schakelen bepaalt. Aangezien schakeltoestanden gedurende een volledige updateperiode aangehouden worden en er geen modulatie is van de pulsbreedte binnen deze periode, moet de updatefrequentie voldoende hoog zijn om de rimpel op de gecontroleerde grootheden klein te houden (in het voorbeeld van figuur 2.15 is de update-frequentie vrij laag, maar ook voor figuur 2.13 is de draaggolffrequentie (onrealistisch) laag om de pulsen goed zichtbaar te maken).

Ten vierde heeft een directe controle intrinsiek een variabele schakelfrequentie. Hierbij is het nuttig even stil te staan bij de betekenis van de term schakelfrequentie en de verschillen in schakelfrequentie tussen PWM, SVM en directe controle.

<sup>7</sup> Althans wat de feitelijke controle betreft. Zowel voor PWM/SVM als voor directe controle geeft de dode tijd nog een bijkomend probleem wanneer de terugkoppeling van de uitgangsspanning of een afgeleide grootheid nodig is. Zoals verder in dit proefschrift (zie hoofdstuk 6) besproken wordt, heeft directe koppelcontrole een schatting van de statorflux nodig. Deze schatting kan gebeuren op basis van een meting van de faseklemspanningen of gekoppelde spanningen. Meestal echter wordt de schatting gebaseerd op een reconstructie van de faseklemspanningen aan de hand van de controlesignalen voor de inverter en de busspanning. De dode tijd zal echter de oorzaak zijn voor een verschil tussen de werkelijke en de gereconstrueerde spanningen (zie ook [25]). In de academische literatuur wordt er meestal vanuit gegaan dat dit effect echter niet noodzakelijk van groot belang is. Ten eerste moet sowieso een voldoende robuuste schatter gebruikt worden voor de statorflux. Ten tweede kunnen de formules voor de compensatie van de dode tijd ook gebruikt worden om een betere schatting te bekomen, en kleine resterende fout zal weinig invloed hebben. Hierbij dient wel opgemerkt te worden dat de onderzoekopstellingen in de academische literatuur meestal een laag vermogen hebben en snelle transistoren (meestal IGBT's) gebruiken, bij een relatief lage update-frequentie (20kHz). In industrieel beschikbare implementaties echter, worden hogere vermogens gerealiseerd. Daar zijn typisch de IGBT's trager en de update-frequentie hoger (40kHz). In industriële DTC-aandrijvingen wordt met comparatoren bepaald wanneer de IGBT schakelt om de effecten van dode tijd en vertraging in de gate-sturing te bestrijden.



#### D. Schakelfrequentie bij PWM/SVM en directe controle

In feite is de term schakelfrequentie niet steeds eenduidig bepaald, zeker wanneer speciale topologieën of modulatietechnieken gebruikt worden. Dit komt ook naar voren in [23] waar de term schakelfrequentie op verschillende manieren gebruikt wordt. De auteur verduidelijkt dan telkens waarop de schakelfrequentie gedefinieerd is. Meestal echter wordt de term schakelfrequentie als synoniem gezien van draaggolffrequentie. Voor regulier bemonsterde PWM-technieken houdt dit steek uitaard: in iedere faseklemspanning komt per periode van de draaggolf één spanningspuls voor. Bij discontinue PWM-methodes zal dit echter slechts gedurende  $2/3$  van de periode zo zijn. De term schakelfrequentie wordt dan geïnterpreteerd als een gemiddelde schakelfrequentie (over de drie fasen of over één fundamentele periode, dit maakt geen verschil) zodat de schakelfrequentie per fase  $f_s = 2/3 f_c$  is. Ook bij SVM zal de schakelfrequentie  $f_s = f_c$  zijn voor het schakelpatroon met 6 stappen en  $f_s = 2/3 f_c$  bij dat met 4 stappen.

Directe controle heeft echter een variabele schakelfrequentie (en geen draaggolffrequentie). Het updaten van de schakeltoestand gebeurt immers aan een vaste frequentie, maar er is geen garantie over het aantal keren dat de schakeltoestand verandert (en vaak ook geen garantie over het aantal schakelaars dat gewijzigd wordt). In de literatuur wordt de update-frequentie echter vaak onterecht schakelfrequentie genoemd. Typisch worden voorzorgen genomen om een minimale en maximale schakelfrequentie te garanderen en er bestaan technieken om een (nagenoeg) vaste schakelfrequentie op te dringen. Intrinsiek is echter de schakelfrequentie variabel en dus het frequentiespectrum uitgespreid. Dit heeft een aantal voordelen (geluidsproductie, EMI), maar ook nadelen (geen controle over harmonische componenten, moeilijk filterontwerp).

Bij directe controle kan er dan ook maar enkel over de gemiddelde schakelfrequentie gesproken worden. Hierbij moet bedacht worden dat per update-periode (normaal gezien) elke schakelaar maximaal één maal in- of uitgeschakeld wordt. Bemerkt het belangrijke verschil t.o.v. PWM/SVM waar schakelen als een puls en dus in- én uitschakelen gedefinieerd wordt. Dit betekent dat de gemiddelde schakelfrequentie, volgens de definitie voor PWM en opnieuw per fase gedefinieerd, maximaal gelijk is aan de helft van de update-frequentie:  $f_s \leq 1/2 f_u$ .

Een essentieel verschil tussen PWM/SVM en directe controle ligt dus duidelijk in de frequenties. Bij PWM/SVM is er typisch een relatief lage draaggolf- of updatefrequentie  $f_c$  en ligt de schakelfrequentie  $f_s$  in dezelfde grootte-orde. Bij directe controle is de updatefrequentie  $f_u$  hoog, maar is de schakelfrequentie niet per se zo hoog:  $f_s$  is theoretisch maximaal gelijk aan  $1/2 f_u$  en bij een acceptabele controle zal deze waarde nooit bereikt worden aangezien dit het voortdurende schakelen tussen ver uiteenliggende spanningsvectoren impliceert.

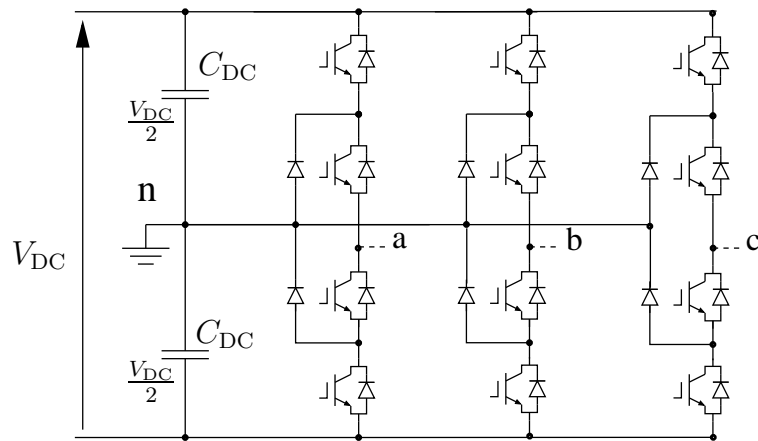
Aangezien de (gemiddelde) schakelfrequentie belangrijk is om uitspraken te doen

i.v.m. de schakelverliezen, kunnen natuurlijk alternatieve definities gebruikt worden. Zo kan gesteld worden dat het aantal schakelacties per fase  $2f_c$  is voor continue PWM of SVM en  $4/3f_c$  voor DPWM-methodes. Bij directe controle zal dit  $f_c$  zijn, wat intuïtiever is dan  $f_s \leq 1/2f_u$  volgens de definitie met een equivalente draaggolffrequentie. Ook kunnen het aantal schakelacties over de volledige inverter genomen worden, zodat respectievelijk  $6f_c$ ,  $4f_c$  en  $3f_c$  bekomen wordt voor continue PWM/SVM, DPWM en directe controle. Om het vergelijk met bronnen uit de literatuur te vereenvoudigen, zal hier echter gebruik gemaakt worden van de klassieke definitie volgens equivalente draaggolffrequentie.

## 2.5 Multilevel-spanningsinvertoren voor de voeding van draaiveldmachines

Multilevel-converteren werden ontwikkeld om tegemoet te komen aan de toenemende vraag naar performante converteren met een hoog vermogen [27]. Een hoger vermogen wordt gerealiseerd door de stroom- en/of spanningsgrenzen van de converter te verhogen. Hiervoor moeten in principe vermogenselektronische schakelaars met een hogere spannings- of stroomgrens geselecteerd worden. Deze componenten zijn echter duur en kunnen intrinsiek minder snel schakelen. De grenzen van de converter kunnen echter ook opgetrokken worden door vermogenselektronische schakelaars in serie (hogere spanningsgrens) of in parallel (hogere stroomgrens) te plaatsen. Aangezien hogere stromen resulteren in grotere Joule-verliezen verkiest men echter eerder de spanningsgrens op te trekken en te werken bij hogere spanning en lagere stroom. Voor grotere vermogens worden dus typisch invertoren gebruikt op hoge spanningen met vermogenselektronische schakelaars met een lagere spanningsgrens in serie. Deze schakelaars hebben lagere schakelverliezen en kunnen aan hogere frequenties schakelen.

Wanneer door de topologie van een inverter met schakelaars in serie verschillende uitgangsspanningsniveaus gecreëerd kunnen worden, spreekt men van multilevel-invertoren. De combinatie van hogere schakelfrequenties en een kleiner verschil tussen de discrete spanningsniveaus resulteert in geschakelde spanningsgolfvormen van een betere kwaliteit. Hier wordt schakelfrequentie niet per fase, maar per complementair schakelaarpaar gedefinieerd. Eerst worden kort enkele verschillende topologieën aangehaald. Vervolgens wordt één specifiek type van multilevel-inverter, namelijk de flying-capacitor multilevel-inverter, uitgebreid besproken.

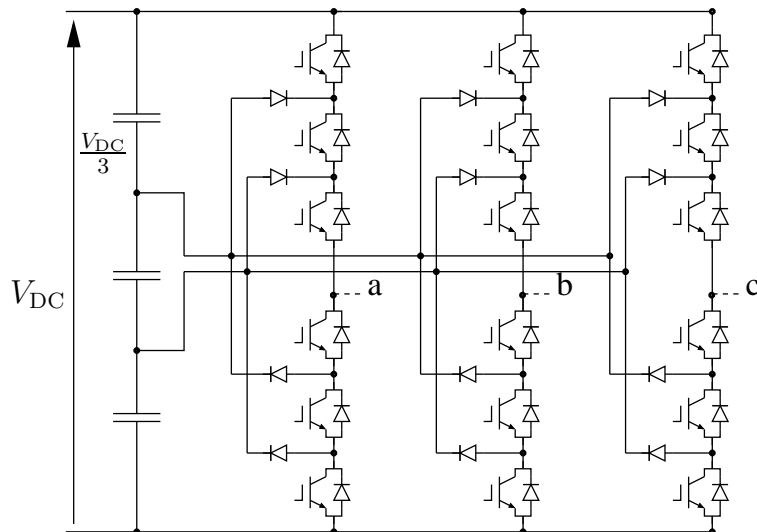


Figuur 2.17: Topologie van een driefasige NPC inverter.

### 2.5.1 Verschillende topologieën

#### A. Neutral-point clamped en diode-clamped multilevel-invertoren

In figuur 2.17 is een zogenaamde neutral-point clamped (NPC) inverter getoond. Deze topologie bezit een 0V gelijkspanningspunt in de DC-bron die aan de fase-uitgangen van de inverter kan geschakeld worden. Het 0V gelijkspanningspunt kan worden gerealiseerd door de DC-buscapaciteit te vervangen door 2 in serie geplaatste capaciteiten. Hierdoor ontstaat de mogelijkheid om elk van de invertorbenen aan één van de drie mogelijke uitgangsspanningsniveaus te schakelen. Naast de betere spanningsgolfvorm door het bijkomend uitgangsspanningsniveau, heeft deze topologie het voordeel dat de maximale spanning per schakelaar gehalveerd wordt. Uiteraard heeft de topologie ook enkele nadelen. Ten eerste is het aantal halfgeleidercomponenten gevoelig hoger: per bijkomend spanningsniveau en per fase zijn er één extra paar schakelaars (bvb. MOSFET of IGBT met anti-parallellediode) en twee diodes nodig. Ten tweede moeten de spanningen van de twee in serie geplaatste DC-buscapaciteiten gelijk gehouden worden (meestal wordt dit het balanceren van de capaciteiten genoemd). Wanneer immers de laststroom hoofdzakelijk uit slechts één capaciteit geput wordt, zullen de spanningen van beide capaciteiten sterk verschillen. Het risico bestaat dan dat de maximale spanning van de halfgeleidercomponenten overschreden wordt. Dit betekent dat een bijkomende regeling moet voorzien worden om de gemiddelde stroom door het aftakkingpunt naar nul te regelen. Een andere oplossing bestaat erin om de twee

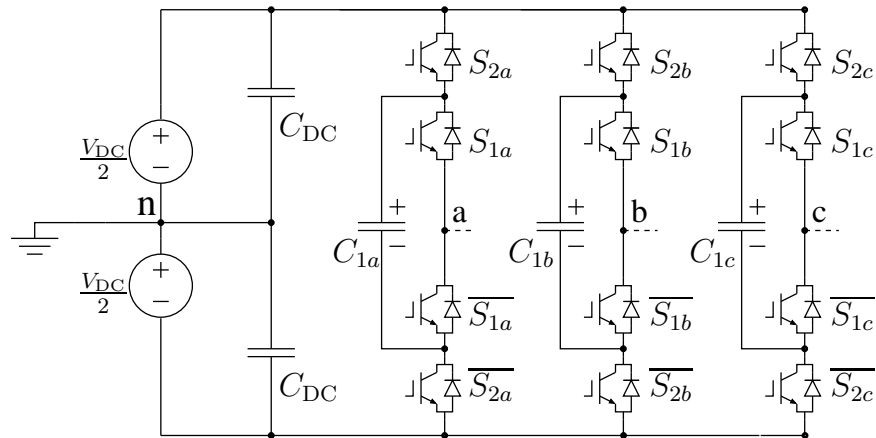


Figuur 2.18: Topologie van een driedfasige diode-clamped inverter met 4 niveaus.

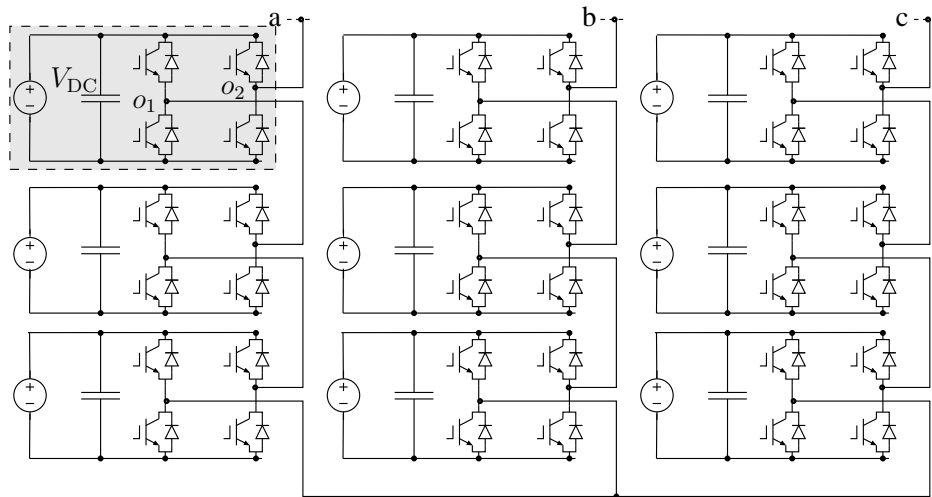
capaciteiten in serie te vervangen door twee afzonderlijke geïsoleerde DC-bronnen. Dezelfde principes kunnen toegepast worden om multilevel-invertoren met meer dan drie spanningsniveaus te realiseren. Dergelijke topologieën worden diode-clamped multilevel-invertoren genoemd (bij een even aantal spanningsniveaus is er immers geen “middenaftakking” van de busspanning). Een voorbeeld van deze topologie met vier niveaus is gegeven in figuur 2.18. Het mag duidelijk zijn dat het probleem om de seriegeconnecteerde capaciteiten van de DC-bus te balanceren nog veeleisender is. De eenvoudigste oplossing, elke capaciteit voeden met een onafhankelijke spanningsbron, is meteen erg duur. Bovendien dient opgemerkt te worden dat zelfs voor hoge busspanningen de maximale spanning voor de schakelaars wel beperkt is, maar dat de diodes tussen de schakelaars en de capaciteiten hogere maximale spanningen moeten aankunnen (tot  $(n - 2)$  maal de sperspanning van de schakelaars met  $n$  het aantal spanningsniveaus). Hierdoor is het aantal spanningsniveaus van de topologie in de praktijk meestal beperkt tot vijf.

#### B. Flying-capacitor multilevel-invertoren

Een topologie die een aantal eigenschappen en voordelen gemeen heeft met de diode-clamped multilevel-inverter is de flying-capacitor (FC) of capacitor-clamped multilevel-inverter. De topologie voor drie spanningsniveaus is getoond in figuur



Figuur 2.19: Topologie van een driedfasige FC-invertor met drie spanningsniveaus.



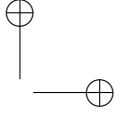
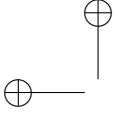
Figuur 2.20: Topologie van een driedfasige cascaded voltage source multilevel-invertor.

2.19. Zoals bij alle multilevel-invertoren zijn er opnieuw meerdere spanningsniveaus beschikbaar en een lagere sperspanning voor de schakelaars en dit zonder gebruik te maken van een transformator. Hier zijn geen diodes met hoge sperspanning en stroomrating nodig. De verschillende spanningsniveaus worden gevormd doordat de capaciteiten, die op verschillende spanningsniveaus gehouden worden, in beide stroomzinnen in serie kunnen geplaatst worden met de volledige DC-bus. Hierbij is er redundantie in de schakeltoestanden die de tussenliggende spanningsniveaus realiseren. Hoewel bij deze topologie ook de capaciteitsspanningen moeten gebalanceerd worden, laat de redundantie dit makkelijker toe. Naast deze belangrijke voordelen t.o.v. de diode-clamped topologie moeten de belangrijkste nadelen geplaatst worden. Wanneer de invertor opgestart wordt, zijn de flying capacitors ontladen en kan er dus nog geen multilevelmodulatie plaatsvinden. Bijgevolg moeten de spanningsniveaus eerst correct geïnitieerd worden door het voorladen van de capaciteiten. Deze pre-charge voor flying-capacitor convertoren (FCC's) is reeds grondig onderzocht, o.a. [28, 29] zijn goede referenties, maar blijft inderdaad een nadeel voor de opstart bij deze topologie. Een tweede nadeel is het feit dat de flying capacitors voldoende hoge spanningen moeten aankunnen. Een meer gedetailleerde bespreking van de topologie en de modulatie van FC multilevel-invertoren is gegeven in §2.5.2.

### C. Cascaded voltage source multilevel-invertoren

Een derde topologische variant van multilevel-invertoren is de serie-cascade schakeling van enkelfasige volle bruggen om een invertorbeen te construeren, zoals afgebeeld in figuur 2.20. Een volle brug bestaat, zoals aangeduid binnen de stippe lijn in figuur 2.20, uit twee halve bruggen en kan drie spanningsniveaus creëren tussen de  $o_1$  en  $o_2$ :  $+V_{DC}$ , 0 en  $-V_{DC}$ . Wanneer  $n$  van deze volle bruggen in cascade geplaatst worden kunnen per invertorfase  $2n + 1$  spanningsniveaus gecreëerd worden.

Voor deze topologie is het noodzakelijk om voor elke volle brug een afzonderlijke DC spanningsbron te voorzien (dus  $n$  per fase). Dit wordt meestal gerealiseerd door diodegelijkrichters op geïsoleerde secundaire windingen van een transformator. Een goed ontwerp van de DC-voeding bij deze topologie is niet eenvoudig en meestal duur, maar door het oordeelkundig ontwerpen van de secundaire zijde kunnen voedingen met lage primaire harmonische inhoud gerealiseerd worden. Toch blijven de complexiteit en de hoge kostprijs van deze voeding de belangrijkste nadelen van de topologie. Als voordeel geldt natuurlijk dat er geen bijkomende balancerings van DC-spanningen vereist is. Een ander groot verschil t.o.v. van de andere multileveltopologieën, en meteen een belangrijk voordeel, is het feit dat de controle erg modulair is. Het is immers niet nodig dat alle schakelaars in eenzelfde invertorfase door één regelaar gecontroleerd worden, de regelaars voor de afzon-



derlijke volle bruggen mogen verdeeld worden. Natuurlijk dient er dan wel nog steeds communicatie voorzien te worden tussen de verschillende bruggen zodat draaggolven en referenties gesynchroniseerd kunnen worden.

### 2.5.2 Flying-capacitor multilevel-invertoren

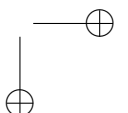
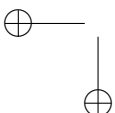
Flying-capacitor multilevel-invertoren, zoals hiervoor reeds geïntroduceerd, zijn een aantrekkelijke keuze als multilevel-topologie voor verschillende redenen. Zo gebruiken ze slechts één spanningsbron waaruit de verschillende spanningsniveaus geproduceerd worden. Om deze verschillende niveaus te behouden moeten de flying capacitors weliswaar gebalanceerd blijven, maar de redundante schakeltoestanden die met de topologie mogelijk zijn laten toe om dit op verschillende manieren te realiseren. Doordat alle vermogenselektronische schakelaars dezelfde maximale stroom moeten kunnen voeren en dezelfde nominale spanning hebben, is de convertortopologie bovendien ook modulair.

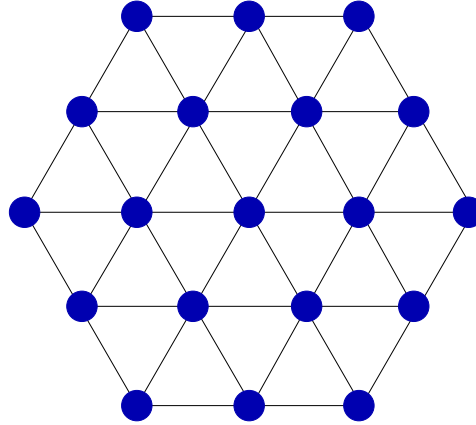
#### A. Topologie

De topologie van een driefasige FC-inverter met drie spanningsniveaus (three-level flying capacitor converter, 3L-FCC) is afgebeeld in figuur 2.19. De 3L-FCC topologie heeft in elke fase ( $a, b, c$ ) twee paar complementair gestuurde schakelaars,  $(S_{1x}, \overline{S_{1x}})$  and  $(S_{2x}, \overline{S_{2x}})$  met  $x = a, b, c$ . Deze schakelaars laten toe om de flying capacitor in serie te schakelen met de last. Een overzicht van de mogelijke schakeltoestanden en overeenkomstige uitgangsspanning voor één been is gegeven in tabel 2.1. Wanneer de bovenste schakelaar van het paar  $i$  ( $i = 1, 2$ ) gesloten is, wordt  $S_{ix} = 1$  gesteld. Wanneer de onderste schakelaar van het paar  $i$  geleidt, wordt  $S_{ix} = 0$  gesteld. De faseschakelfunctie  $S_x$  wordt gebruikt om op een korte manier de faseklemspanning weer te geven. De serieschakeling van de flying capacitor en de last resulteert in een intermediaire uitgangsspanning t.o.v. de situatie met een inverter met twee spanningsniveaus. Aangezien de flying capacitor in serie staat met de last zal de laststroom door de capaciteit vloeien. Hierdoor zal de capaciteit

#	$S_{1x}$	$S_{2x}$	$v_{xn} (v_{cx} = V_{DC}/2)$	$S_x$
1	0	0	$-V_{DC}/2$	-1
2	1	0	0	0
3	0	1	0	0
4	1	1	$V_{DC}/2$	1

Tabel 2.1: Schakeltoestanden en overeenkomstige uitgangsspanning voor één been van een 3L-FCC met gebalanceerde capaciteiten (wanneer  $v_{cx} = V_{DC}/2$ )





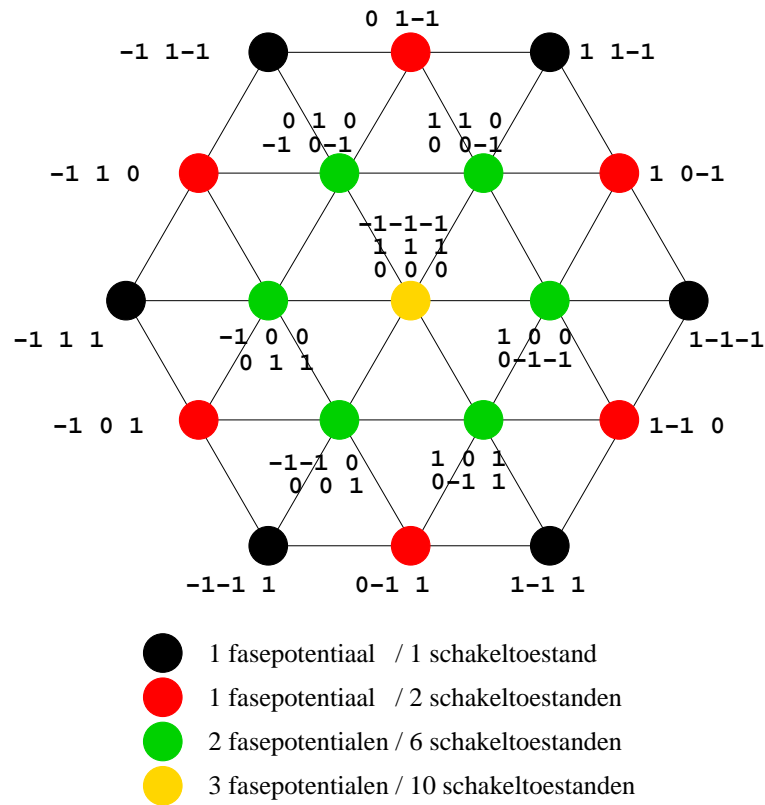
Figuur 2.21: Spanningsvectoren voor een driefasige 3L-FCC.

opladen of ontladen, de capaciteitsspanning zal dus wijzigen. In de meeste toepassingen moet echter de spanning van de flying capacitor  $C_1$  in een 3L-FCC op een waarde  $V_{DC}/2$  gehouden worden. Deze waarde resulteert immers in een optimale waarde voor de maximale sperspanning van de schakelaars, namelijk  $V_{DC}/2$ . Bovendien ontstaan enkel bij deze balancering redundante schakeltoestanden voor het intermediaire spanningsniveau. Het is deze redundantie die een correctie van capaciteitsspanning voor beide stroomzinnen mogelijk maakt en dus toelaat om de capaciteiten gebalanceerd te houden.

Aangezien elke fase vier mogelijke schakeltoestanden heeft, bezit de driefasige inverter met drie spanningsniveaus  $4^3 = 64$  schakeltoestanden. Net zoals voor invertoren met twee spanningsniveaus kan het driefasige schakelgedrag goed bestudeerd worden in het equivalente tweefasige stelsel. In figuur 2.21 zijn de spanningsvectoren van een driefasige 3L-FCC weergegeven in het  $\alpha\beta$ -vlak. Het is duidelijk dat de kleinere stapgrootte van de uitgangsspanningen resulteert in meer mogelijke spanningsvectoren voor de inverter. Er zijn in vergelijking met een 2L-VSI zes bijkomende vectoren met de halve grootte en dezelfde richting als deze van de 2L-VSI. Deze vormen de binnenste zeshoek. Daarnaast komen er nog zes vectoren bij die halverwege op de zijden van de buitenste zeshoek liggen. Toch valt ook de redundantie in de schakeltoestanden meteen op. De 64 schakeltoestanden corresponderen met slechts 19 verschillende spanningsvectoren. Deze 19 vectoren worden gerealiseerd met 27 verschillende combinaties van faseklemspanningen.

De redundantie is nog eens benadrukt in figuur 2.22. De schakelfuncties van de fasen zijn bij de loci van de spanningsvectoren geplaatst. De kleurenlegende geeft de redundantie van de vectoren weer, zowel in termen van faseklemspanningen als in termen van schakeltoestanden. Voor de actieve vectoren die overeenstemmen

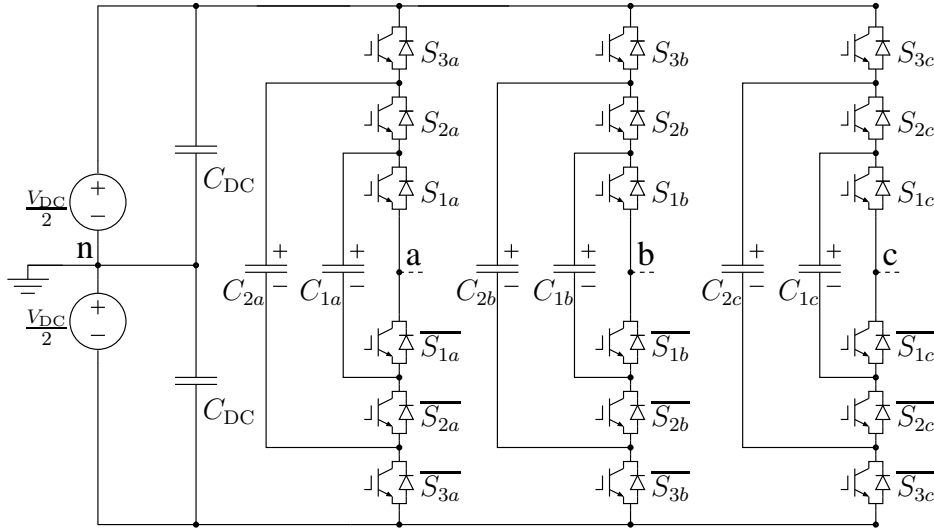




Figuur 2.22: Spanningsvectoren voor een driefasige 2L-VSI met aanduiding van redundante toestanden.

met deze van de 2L-VSI is er uiteraard geen redundantie. Verder is het duidelijk dat voor de zogenaamde 'kleine' actieve spanningsvectoren veel schakeltoestanden mogelijk zijn. Voor de nulvectoren is dit nog meer uitgesproken, maar liefst 10 van de 64 mogelijke schakeltoestanden resulteren in een nulvector. Bij de modulatie van de 2L-VSI kwam reeds aan bod dat de verschillen tussen de verscheidene PWM/SVM-methodes veelal neerkomen op een andere selectie en plaatsing van de nulvectoren. Het mag dus a priori duidelijk zijn dat een goed modulatie-algoritme voor FC-invertoren niet triviaal is.

Wanneer het aantal spanningsniveaus van een FC multilevel-invertor met 1 toeneemt, wordt de topologie per fase uitgebreid met een paar complementair gestuurde schakelaars en een flying capacitor. Voor een invertor met  $n$  niveaus zijn er dus  $n - 1$  paar complementaire schakelaars en  $n - 2$  flying capacitors per fa-



Figuur 2.23: Topologie van een driedfasige 4L-FCC.

se. De FCC-topologie met vier spanningsniveaus (4L-FCC) heeft dus in elke fase ( $a, b, c$ ) drie paar complementair gestuurde schakelaars,  $(S_{1x}, \overline{S_{1x}})$ ,  $(S_{2x}, \overline{S_{2x}})$  en  $(S_{3x}, \overline{S_{3x}})$  met  $x = a, b, c$ . De topologie van een driedfasige 4L-FCC is afgebeeld in figuur 2.23.

### B. Modulatie

De modulatie van FC multilevel-invertoren is geen eenvoudige zaak en wordt in de literatuur uitgebreid behandeld. Veel van de voorgestelde methodes werken slechts bij invertoren met een zeker aantal niveaus en onder min of meer strikte voorwaarden wat de last betreft. Het aantal vrijheidsgraden en mogelijkheden om een modulatieschema op te stellen voor FC-invertoren is, zeker voor een groot aantal niveaus, erg groot. Een volledig overzicht of grondige analyse van de modulatieschema's voor FC-invertoren valt buiten het kader van dit proefschrift. Deze onderwerpen worden uitvoerig behandeld in [28]. Hier zullen slechts de belangrijkste feiten over FC-invertormodulatie gegeven worden.

Net zoals bij 2L-VSI's kan de modulatie van FCC's bereikt worden met PWM, SVM en directe controle. Voor de draaggolfgebaseerde PWM-methoden is er per paar complementair gestuurde schakelaars een draaggolf nodig. Voor een inverter met  $n$  spanningsniveaus zijn dus  $n - 1$  draaggolven nodig. Twee soorten PWM-schema's kunnen onderscheiden worden: level shifted (LS) en phase shifted (PS)

PWM. Bij de level shifted schema's bevindt iedere draaggolf zich in een band met een amplitude van  $\frac{V_{DC}}{n-1}$  en een zekere offset zodat alle draaggolven samen het volledige bereik tussen  $-\frac{V_{DC}}{2}$  en  $\frac{V_{DC}}{2}$  bestrijken: voor een 2L-VSI varieert de draaggolf tussen  $-\frac{V_{DC}}{2}$  en  $\frac{V_{DC}}{2}$ , voor een 3L-FCC variëren de twee draaggolven respectievelijk van  $-\frac{V_{DC}}{2}$  tot 0 en van 0 tot  $\frac{V_{DC}}{2}$ . Bovendien kan de faseverschuiving tussen de draaggolven gekozen worden. In de literatuur worden voornamelijk faseverschuivingen van  $180^\circ$  (alternative phase opposition disposition, APOD, en phase opposition disposition, POD) of  $0^\circ$  (phase disposition, PD) gebruikt. Voor de phase shifted schema's bestrijken alle draaggolven het volledige interval  $-\frac{V_{DC}}{2}$  en  $\frac{V_{DC}}{2}$ , maar zijn ze onderling  $\frac{T_c}{n-1}$  in de tijd verschoven. Behalve het realiseren van een bepaalde grondharmonische spanning (bepaald door de referentiegolfvorm) heeft de modulatie nu nog een belangrijke bijkomende doelstelling: het balanceren van de capaciteiten. Essentieel is hier het geschikt afwisselen tussen redundante schakeltoestanden zodat de capaciteitsspanning afwisselend oploopt en daalt. Hierbij kunnen enerzijds PWM-methodes onderscheiden worden die in staat zijn om zonder metingen, en onder bepaalde voorwaarden voor de lastimpedantie, de capaciteitsspanning stabiel te houden. Deze zogenaamde 'natural balancing' is een onderzoeksdomen op zich, [28]. Wanneer dit niet of niet voldoende door de modulatie gebeurt, kunnen zogenaamde balance boosters de lastimpedantie op hoge frequenties zodanig wijzigen dat de balancering verbeterd wordt. Alternatief kunnen de capaciteitsspanningen via een bijkomende regeling gecontroleerd worden. Ook SVM kan succesvol toegepast worden bij FC-invertoren. Principieel is de toepassing van SVM zeer eenvoudig en identiek als voor 2L-VSI:

- De ligging van de gewenste spanningsvector bepaalt een driehoekig gebied waarvan de hoekpunten mogelijke spanningsvectoren van de inverter zijn.
- De aan-tijden van deze drie vectoren (waarvan minstens één redundant is) worden berekend zodat de gemiddelde spanningsvector gelijk is aan de gewenste.
- De sequentie van deze drie vectoren wordt vastgelegd.

De moeilijkheid zit in twee aspecten: het bepalen van de correcte vectoren en het kiezen van de beste uit de redundante faseschakelfuncties (en schakeltoestanden) die deze vectoren realiseren. Voor beide aspecten zijn er in de literatuur oplossingen geformuleerd. Deze oplossingen zijn gebaseerd op het vermijden van onnodige schakelacties wanneer de overgang van het ene driehoekig gebied naar het andere gemaakt wordt. Dit vereist vrij veel logische regels om de juiste faseschakelfuncties te selecteren. Om de balancering te verzekeren moet dan periodiek afgewisseld worden tussen de redundante schakeltoestanden waarbij op de natural balancing eigenschappen van FC-invertoren vertrouwd wordt. Indien, door de werkingomstandigheden, dit niet volstaat moet de balancering op een andere wijze

gehandhaafd worden. Dit gebeurt aan de hand van metingen van de capaciteitsspanningen. Een opzoektabel wordt dan gebruikt om voor elke spanningsvector de schakeltoestand te selecteren die de balanceren verbetert.

Aangezien bij directe controle de schakeltoestand direct bepaald wordt uit een terugkoppeling, ligt het voor de hand dat directe controle voor FC-invertoren bijzonder goed in staat is om de capaciteitsspanningen te controleren. De meting van de capaciteitsspanningen en de bijhorende beslissing vormen immers maar een bijkomende terugkoppeling van de invertortoestand. Verder blijven alle relatieve voor- en nadelen van directe controle t.o.v. PWM/SVM dezelfde als voor de 2L-VSI. Wel dient opgemerkt te worden dat bij multilevel-invertoren met een groot aantal spanningsvectoren er meer kans is dat één van deze vectoren resulteert in de gewenste evolutie van het gecontroleerde systeem. Anderzijds moet de regelaar wel in staat zijn om éénduidig deze beste spanningsvector, en a fortiori de meest geschikte schakeltoestand (voor de balanceren), te selecteren. Het ontwerpen van een goede directe regelaar voor FC-invertoren is geen eenvoudige zaak door het grote aantal vrijheidsgraden.

## 2.6 Spanningskwaliteit bij invertorvoeding van draaiveldmachines

Uit het voorgaande blijkt duidelijk dat een geschakelde uitgangsspanning inherent is aan de werking van invertoren voor de voeding van draaiveldmachines. Aangezien deze uitgangsspanningen als doel hebben een golfvorm te creëren die een (vaak sinusoidale) grondgolf zo goed mogelijk benadert, ligt het voor de hand om de afwijking tussen deze grondgolf en de gerealiseerde golfvorm te willen minimaliseren. Ook de consequenties van de verschillende mogelijke pulsvolgorden zijn belangrijk. Deze aspecten kaderen binnen de spanningskwaliteit van de invertorvoeding. In de volgende paragrafen wordt aan de hand van enkele voorbeelden het belang van een goede spanningskwaliteit duidelijk gemaakt en een aantal definities voorgesteld. Deze dienen als basis om methodes te definiëren die toelaten om de spanningskwaliteit van een invertorvoeding te beoordelen en, in een later stadium, proberen op te leggen.

### 2.6.1 Belang van spanningskwaliteit en definities

Een draaiveldmachine wordt idealiter gevoed met een perfecte sinusoidale spanning. Met vermogenslektronische omvormers kunnen er met een hoog rendement echter enkel geschakelde spanningsgolfvormen gerealiseerd worden. De gevolgen van een dergelijke geschakelde voedingsspanning ten opzichte van een sinusoidale spanning zijn belangrijk. Hierbij worden achtereenvolgens de volgende aspecten

behandeld:

- bijkomende koperverliezen,
- bijkomende ijzerverliezen,
- doorslag van motorisolatie,
- as- en lagerstromen.

Aangezien deze aspecten bepaald worden door de pulssequenties van de spanning zullen enerzijds de modulatie (soort PWM of SVM, dan wel directe controle) en anderzijds de controle de spanningskwaliteit vastleggen. De spanningskwaliteit is belangrijk en in de literatuur zijn dan ook een aantal analyses te vinden van de spanningskwaliteit van verschillende PWM-schema's. Deze analyses gebeuren echter steeds met een sinusoidale referentiegrondgolf voor de spanning waarbij een vaste frequentie gehanteerd wordt<sup>8</sup> en niet voor een referentie die uit een gesloten-kringregeling komt. De analyse gebeurt met andere woorden enkel voor de intrinsieke spanningskwaliteit van het modulatieschema. De verschillende PWM-schema's en SVM-schema's hebben een uiteenlopende spanningskwaliteit, wanneer geopteerd wordt om een bepaald type modulatie te gebruiken moet de spanningskwaliteit dan afgewogen worden t.o.v. de andere eigenschappen van het modulatieprincipe.

De spanningskwaliteit bij directe controle wordt veel minder bestudeerd, vooral omdat directe controle niet kan geanalyseerd worden aan de hand van een sinusoidale referentiegolf voor de spanning aangezien de schakeltoestand direct uit de (stroom-, koppel- of flux-) regeling volgt. Bij directe controle zal de intrinsieke spanningskwaliteit van de regelaar dus belangrijk zijn. De regeling voorziet echter meestal niet expliciet in de realisatie van een goede spanningskwaliteit. Voor omvormers met directe controle wordt dan ook meestal gesteld dat de spanningskwaliteit inferieur is ten opzichte van de omvormers met PWM of SVM. Meestal wordt dan vergeleken met PWM of SVM die resulteren in de beste spanningskwaliteit. Los daarvan is de vergelijking tussen directe controle en PWM of SVM eigenlijk niet terecht omdat de prestaties in open kring van PWM of SVM vergeleken worden met de prestaties in gesloten kring van directe controle. Door PWM of SVM te gebruiken in een regeling zal immers ook de spanningskwaliteit beïnvloed worden. Wel is het zo dat de prestaties in open kring van PWM of SVM een bovengrens vormen voor de te bereiken spanningskwaliteit in de gesloten-kringregeling.

<sup>8</sup>Fixed-frequency open-kringanalyse zoals in [26]

*A. Bijkomende koperverliezen*

Waarschijnlijk het meest bestudeerde en intuïtief duidelijkste aspect van spanningscontrole betreft de bijkomende koperverliezen ten gevolge van de spanningspulsen. De niet-sinusoidale spanningsgolfvorm geeft immers aanleiding tot bijkomende stroomrimpel in de statorwikkelingen van de machine. De stroomrimpel verhoogt de effectiefwaarde van de stroom  $I_{\text{eff}}$  en bijgevolg ook de Joule-verliezen of koperverliezen in de statorwikkeling.

Hierbij is het duidelijk dat voor werking in six-step de laagfrequente harmonischen in de spanning een zeer belangrijke stroomrimpel veroorzaken. Bij gebruik van PWM/SVM wordt de rangorde van de belangrijkste harmonischen veel hoger. Die liggen inderdaad vooral rond veelvouden van de draaggolffrequentie. Door de filterwerking van de inductantie in de statorwikkelingen is de resulterende stroomrimpel dan aanzienlijk kleiner. Het is dan ook duidelijk dat een verdere reductie van de stroomrimpel en bijhorende koperverliezen bekomen kan worden door de draaggolffrequentie te verhogen. Hierdoor zal echter het schakelverlies in de omvormer toenemen. Bij de keuze van een draaggolffrequentie zal dus op het vlak van verliezen een afweging moeten gebeuren tussen schakelverlies en harmonische koperverliezen. Ook voor omvormers met directe controle geldt dat een verhoging van de update-frequentie de stroomrimpel zal reduceren en dus de harmonische koperverliezen zal beperken ten koste van schakelverlies.

*B. Bijkomende ijzerverliezen*

Naast de bijkomende koperverliezen, die vrij goed gekend zijn en verminderen met hogere schakelfrequenties, veroorzaakt de afwijking van de spanningsgolfvorm t.o.v. een zuivere sinusoidale golfvorm nog andere extra verliezen. De extra ijzerverliezen in de kern van de elektrische machines door de spanningspulsen worden ook als een belangrijk verlies beschouwd. Deze verliezen ontstaan door de bijkomende wervelstromen in het ijzer ten gevolge van de spanningspulsen. In dit proefschrift wordt niet dieper ingegaan op de mechanismen van bijkomende ijzerverliezen. Referenties [30, 31] zijn goede bronnen hierover. Er wordt de nadruk gelegd op de implicaties voor de controle. In tegenstelling tot de bijkomende koperverliezen (die slechts een paar % bedragen van de grondharmonische koperverliezen bij voldoende hoge schakelfrequentie), blijken de extra ijzerverliezen nagenoeg onafhankelijk te zijn van de schakelfrequentie [30]. Een goede maatstaf voor de afwijkingen tussen de spanningspulsen en de grondharmonische spanning is dus meteen een goede maatstaf voor de bijkomende ijzerverliezen door het schakelen. In [30] wordt gesteld dat het bijkomende ijzerverlies evenredig is met de NMS (normalized mean square) van de rimpelspanning. Deze grootheid, wordt samen met een aantal andere grootheden verder besproken.

### C. Motorisolatie

Het snel schakelen van spanningspulsen en de pulsvolgorde kan ook nadelige gevolgen hebben voor de isolatie van de statorwikkelingen. De elektrische machine wordt door de invertor via een kabel gevoed. In veel industriële omgevingen is de afstand tussen invertor en machine vrij groot en moeten dus lange kabels gebruikt worden. Bij deze lange kabels zijn de transmissielijneffecten belangrijk voor de propagatie van spanningspulsen door de kabel en ontstaan reflecties aan de machineklemmen die resulteren in overspanningen. De grootte van de overspanning<sup>9</sup> wordt in eerste instantie bepaald door de kabellengte en de grootte van de spanningstransiënt [32, 33]. De spanningstransiënt  $\frac{dv}{dt}$  wordt bepaald door de snelheid van in- en uitschakelen en de grootte van de geschakelde spanning. Ook de karakteristiek van de kabel (inductantie en capaciteiten), de motorimpedantie en de modulatie spelen een rol bij de optredende overspanningen [32].

Voor invertoren met snelle IGBT's kan de  $\frac{dv}{dt}$  sowieso erg groot zijn, maar dit probleem wordt aanzienlijk verergerd wanneer de spanningspuls vergroot wordt door de modulatie. Door een slechte plaatsing van spanningspulsen kunnen immers in de gekoppelde spanning grotere spanningsveranderingen voorkomen. Voor een 2L-VSI bijvoorbeeld zal de gekoppelde uitgangsspanning, als verschil tussen twee klemspanningen met elk twee niveaus, immers drie niveaus ( $V_{DC}$ , 0,  $-V_{DC}$ ), bezitten. Wanneer ten gevolge van de modulatie geschakeld wordt tussen de niveaus  $V_{DC}$  en  $-V_{DC}$  (men spreekt dan van schakelen 'over de busspanning') zal de  $\frac{dv}{dt}$  dus tweemaal groter zijn dan wanneer het nulniveau niet overgeslaan wordt. Voor FC invertoren is er een soortgelijke problematiek. Een FCC met  $n$  spanningsniveaus heeft  $2n - 1$  spanningsniveaus in de gekoppelde spanning met een stapgrootte van  $\frac{V_{DC}}{n-1}$ . Wanneer één of meerdere van deze niveaus overgeslaan wordt bij het schakelen van de invertor, neemt de  $\frac{dv}{dt}$  toe en zal de kans op overspanning en doorslag van de isolatie toenemen.

Het is dus duidelijk dat, indien de kans op reflecties aanwezig is, een modulatie met goede spanningskwaliteit moet verzekeren dat de wijzigingen in gekoppelde spanningen steeds zoveel mogelijk beperkt blijven<sup>10</sup>. Bovendien is het schakelen over de DC-bus (2L-VSI) of meerdere stapgroottes (FCC) ook nadelig voor andere aspecten. Bij een dergelijk schakelpatroon is immers de ogenblikkelijke afwijking t.o.v. de grondgolf groot (één van de gebruikte niveaus moet dan im-

<sup>9</sup>In eerste benadering kan de overspanning tweemaal de geschakelde spanning bedragen (2 p.u. overspanning). In [32] worden de oorzaken besproken waardoor de overspanning nog groter kan worden, tot zelfs 4 p.u.

<sup>10</sup>Dus best beperkt tot de spanningsstapgrootte van de invertor, dit is  $V_{DC}$  voor een 2L-VSI en  $V_{DC}/(n-1)$  voor een  $n$ L-FCC.

mers een slechte overeenkomst hebben). Dit zal aanleiding geven tot bijkomende ijzerverliezen en koper verliezen. Afsluitend dient nog opgemerkt te worden dat niet enkel  $\frac{dv}{dt}$  belangrijk is voor het optreden van overspanningen, maar ook de tijd tussen het optreden van spanningsflanken. Bij korte opeenvolging van de flanken kunnen immers aanzienlijk grotere overspanningen optreden wanneer de transiënt ten gevolge van de ene flank nog niet is uitgestorven wanneer de volgende flank reeds gerealiseerd wordt [34]. Dit probleem stelt zich dus enkel bij hoge schakelfrequenties. Het is bovendien belangrijker bij PWM/SVM schema's dan bij directe controle. Bij PWM/SVM zullen door de modulatie immers erg korte spanningspulsen kunnen ontstaan. Een mogelijke oplossing is dan het beperken van de minimale duty-ratio. Hierbij wordt het lineaire werkingsgebied van de inverter beperkt en bij hoge draaggolffrequenties kan de minimale duty ratio dan vrij hoog liggen om de minimale pulsbreedte te verzekeren. Bij directe controle stelt dit probleem zich aanzienlijk minder aangezien de updatefrequenties al erg hoog zouden moeten liggen vooraleer de updateperiode kleiner is dan de minimale pulsbreedte. Het plaatsen van snubbers, smoorspoelen en/of  $\frac{dv}{dt}$ -filters aan de uitgang van de inverter of bij de motor kunnen de overspanningen reduceren, maar een oplossing op het niveau van de modulatietechniek is aanzienlijk goedkoper en neemt geen plaats in.

#### D. As- en lagerstromen

Een laatste nadelig effect van het snel schakelen van de halfgeleiderschakelaars (IGBT of MOSFET), is het ontstaan van hoogfrequente lagerstromen die de levensduur van de lagers aantasten. Opnieuw valt het buiten het kader van dit proefschrift om de precieze mechanismen te bespreken of bestuderen, [35] is een uitstekende referentie. De nadruk ligt hier op de implicaties voor de controle. Bij het schakelen van driefasige invertoren met een machine in ster als last, staat het sterpunt  $o$  op een variërende spanning t.o.v. de aarding van de motor. Deze spanning is, zoals ook in vergelijking (2.62) te zien is, het tijdsgemiddelde van de faseklemspanningen (t.o.v. de aarding genomen) en wordt de common-mode-spanning van de inverter-uitgangen genoemd. Aangezien het sterpunt normaal niet geaard is, wordt er in eerste benadering van uitgegaan dat deze common-mode-spanning geen stroom tot gevolg heeft. Door de capacitieve koppelingen tussen

- statorwikkelingen en de stator
- statorwikkelingen en rotor
- rotor en stator over de luchtspleet
- rotor en stator over de lagers (oliefilm)



kunnen echter wel stromen vloeien ten gevolge van snelle variaties van de common-mode-spanning. De common-mode-spanning varieert immers telkens een schakelactie ondernomen wordt en de snelle inschakel- en uitschakeltijden van IGBT's resulteren zo in zeer hoge spanningsvariaties  $\frac{dv}{dt}$  (2 ... 10 kV/ $\mu$ s). Hierbij zijn verschillende mechanismen actief (waarbij het relatieve belang sterk afhangt van de installatie en werkingsomstandigheden) die aanleiding geven tot hoogfrequente stromen (100 kHz tot enkele MHz) door de lagers. Deze stromen, die ontstaan door doorslag van de oliefilm in het lager, kunnen lagers op korte of lange termijn zwaar beschadigen. Zonder dieper op deze mechanismen in te gaan is het duidelijk dat de spanningsvariaties  $\frac{dv}{dt}$  veroorzaakt door een variërende common-mode-spanning nader bekeken moeten worden.

Er kunnen een aantal maatregelen genomen worden om de nadelige effecten van common-mode-spanningen te bestrijden. Deze omvatten o.a. het isoleren van de lagers en de aarding van de as met behulp van sleepringen. Opnieuw zal een aangepaste modulatie voordelen hebben t.o.v. deze ingrepen op de aandrijving.

### 2.6.2 Methodes om spanningskwaliteit te analyseren en op te leggen

De voorgaande discussie maakt duidelijk dat spanningskwaliteit een belangrijk, hoewel onderschat, aspect is bij de controle van elektrische aandrijvingen met vermogenselektronische omvormers. Hier worden enkele kwalitatieve en kwantitatieve methodes besproken om de spanningskwaliteit, en dus het optreden van de besproken nadelige effecten, te analyseren. Aansluitend wordt ook bekeken hoe deze kunnen gebruikt worden bij het afdwingen van goede spanningskwaliteit.

#### A. Kwantificeren van spanningscomponenten: THD en MSE

Zowel de bijkomende ijzerverliezen als de bijkomende koperverliezen worden veroorzaakt door afwijkingen van de invertorspanning t.o.v. de grondharmonische component. Daarom kan de spanningskwaliteit van invertoren en de controle kwantitatief vergeleken worden door het vergelijken van de ongewenste spanningscomponenten, of dus de distorsie van de uitgangsspanning t.o.v. de grondharmonische sinus. Zowat de meest gebruikte maatstaf voor deze ongewenste spanningscomponenten is de totale harmonische distorsie (total harmonic distortion, THD). Voor de THD bestaan verschillende uitdrukkingen, maar allen maken gebruik van de effectiefwaarde (root-mean-square value, RMS) van de grondharmonische en de uitgangsspanning. De effectiefwaarde van een spanning  $v(t)$  die periodiek is met periode  $T$  wordt berekend als

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (2.77)$$

Bij een ontbinding van de spanning  $v(t)$  als Fourierreeks

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2}V_1 \cos(\omega t + \phi_1) + \sqrt{2}V_2 \cos(2\omega t + \phi_2) + \dots \quad (2.78)$$

met grondharmonische frequentie  $\omega$  en gelijkspanningscomponent  $V_0$  kan de RMS-spanning uitgedrukt worden als

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (2.79)$$

Aangezien de grondharmonische component gewenst is en de overige componenten niet, wordt de THD dan gedefinieerd als

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{V_0}{V_1}\right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (2.80)$$

of bij het ontbreken van een gelijkspanningscomponent als

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}{V_1^2}} \quad (2.81)$$

Meteen zijn enkele belangrijke nadelen van de THD al duidelijk: de volledige spanningsgolfvorm moet correct beschreven kunnen worden door de Fourierreeks en de som moet alle frequentiecomponenten (tot  $\infty$ ) bevatten. Het laatste kan worden opgevangen door bij de berekening van de THD met deze formule de som af te breken na een voldoende aantal harmonischen aangezien de hogere frequentiecomponenten meestal klein zijn. De formulering van vergelijking (2.80) wordt dan ook slechts toegepast voor de theoretische vergelijking van PWM-schema's zoals in [24, 26].

De definitie van THD als

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{V_{\text{RMS}}}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (2.82)$$

is volledig compatibel met de definitie van (2.80), maar is ook goed toepasbaar wanneer er frequentiecomponenten aanwezig zijn die geen harmonischen zijn van de fundamentele frequentie. Deze frequentiecomponenten kunnen ontstaan door

- de modulatie, zeker bij directe controle
- het gebruik van de inverter met een gesloten-kringregeling

- de dode tijd en de tijdsvertraging bij in- en uitschakelen
- meetruis.

Wanneer in vergelijking (2.82) de werkelijke waarde van  $V_{\text{RMS}}$  gebruikt wordt (dus geen gereconstrueerde versie uit de Fourierreeks), wordt soms ook gesproken van THD+noise. Voor onderlinge vergelijkingen van modulatoren is het echter de meest<sup>11</sup> juiste manier om de THD te definiëren om alle invloeden in rekening te brengen.

Voor vergelijkingen van modulatoren in gesloten-kringregelingen moet wel een belangrijke kanttekening geplaatst worden bij het gebruik van de THD. In tegenstelling tot de open-kringcontrole van invertoren wordt immers niet uitgegaan van een referentie-golf voor de uitgangsspanning, maar volgt de aangelegde uitgangsspanning uit de terugkoppeling (zowel voor PWM/SVM als voor directe controle). De THD kan dan nog steeds gebruikt worden indien in regime een grondharmonische component kan bepaald worden. Vergelijkingen moeten dan echter voorzichtig gemaakt worden, aangezien ook deze grondharmonische component door de terugkoppeling bepaald wordt en voor verschillende controle- en modulatieschema's kunnen verschillen. In transiënte werking zal het gebruik van de THD sowieso niet mogelijk zijn.

Voor driefasige invertoren is het bovendien belangrijk om aan te geven op welke spanning de THD-berekening wordt uitgevoerd. De interactie tussen de verschillende fasen zorgt ervoor dat de fasespanningen (t.o.v. het sterpunt van de motor) een vrij complex verloop hebben. Zoals in figuur 2.11d op p.37 te zien is, heeft zelfs een 2L-VSI tot vijf verschillende spanningsniveaus in de fasespanning. De fasespanning zou hierbij in principe steeds zo dicht mogelijk moeten aansluiten bij de referentiespanning, zoals ook in [36] gesteld wordt. Toch zal de interactie van de fasen soms leiden tot schijnbaar grote afwijkingen, hoewel deze onvermijdelijk zijn om in alle drie de fasen tegelijkertijd een aanvaardbare modulatie te bekomen. De gekoppelde spanning heeft drie niveaus, ook daar zal resulterende spanning de referentie-golf zo goed mogelijk moeten volgen. De waarde voor de THD kan dus enkel correct berekend worden op de fasespanningen of de gekoppelde spanningen (waarbij moet aangegeven worden op welke) en niet op de faseklemspanningen die deze driefasige interactie niet bevatten.

Naast de THD is er nog een andere maatstaf die gebruikt kan worden om de afwijking van de geschakelde spanning t.o.v. van de grondharmonische spanning te

<sup>11</sup>D.w.z. uitgaande van de voorgaande basisdefinitie van THD. Soms wordt de definitie  $\text{THD} = \sqrt{\frac{V_{\text{RMS}}^2 - V_1^2}{V_{\text{RMS}}^2}} = \sqrt{1 - \frac{V_1^2}{V_{\text{RMS}}^2}}$  gehanteerd. Dit is eveneens een werkbare maatstaf en heeft als voordeel dat de THD steeds tussen 0 en 1 ligt.

kwantificeren. De gemiddelde kwadratische afwijking (mean square error, MSE)

$$\text{MSE} = \frac{1}{T} \int_0^T (v_1(t) - v(t))^2 dt \quad (2.83)$$

met  $v_1(t)$  de grondharmonische spanningscomponent, geeft een maat voor de totale harmonische spanning van de convertor<sup>12</sup>. Hierbij is het interessant om gelineariseerde (per unit) waarden te gebruiken voor de spanningen. In [30] wordt een genormaliseerde waarde voor de MSE (NMS) gebruikt om een aantal PWM-methodes te bespreken. Ook in [30] wordt het verband tussen NMS (en dus MSE) en THD besproken, wat duidelijk weergeeft hoe deze twee maatstaven essentieel dezelfde informatie bevatten. Daardoor heeft de MSE een aantal nadelen gemeenschappelijk met de THD. Zo is het gebruik van de MSE voor het vergelijken van gesloten-kringregelingen aan dezelfde beperking onderworpen (als de controle slecht is, is de grondharmonische slecht en dus heeft de maatstaf niet veel betekenis meer).

Zowel de THD en MSE kunnen in termen van totale harmonische inhoud goed het onderscheid maken tussen verschillende regelaars en/of modulatie-schema's en geven zo een vergelijking voor het bijkomende ijzerverlies. Ondanks dit zullen de THD noch de MSE echter een goede maat geven voor de bijkomende koper-verliezen. Aangezien de hoogfrequente spanningscomponenten bij een inductieve last een lagere stroomrimpel veroorzaken dan de laagfrequente zullen twee spanningsgolven met dezelfde totale harmonische spanning immers een aanzienlijk verschillende harmonische stroom (en dus koperverlies) tot gevolg hebben. Voor de bijkomende koperverliezen is dus een andere maatstaf nodig.

#### B. Kwantificeren van ongewenste stroomharmonischen door spanningsafwijkingen: WTHD

Om de verdeling van de harmonische spanning over de verschillende frequenties in rekening te brengen, stelt Holmes in [26] het gebruik van een gewogen THD (weighted total harmonic distortion, WTHD) voor. De WTHD weegt de harmonische componenten met de inverse van hun rangorde.

$$\text{WTHD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}}{V_1} \quad (2.84)$$

<sup>12</sup>Alternatief kan de effectiefwaarde van de afwijkingen (root mean square error, RMSE) gedefinieerd worden als  $\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v_1(t) - v(t))^2 dt}$

Deze  $1/n$  wegingsfactor weerspiegelt de filtering door een inductieve last. De WTHD zal dus, zelfs zonder gekende last, een maat geven voor de bijkomende koperverliezen en levert dus een eenvoudige theoretisch en analytisch te bepalen vergelijkingsparameter op voor PWM/SVM schema's in open-kringregeling. Voor directe controle en PWM/SVM met gesloten-kringregelingen echter moet toch een meting of tijdsdomeinsimulatie uitgevoerd worden. In een dergelijk geval is het voordeliger om effectief de (bijkomende) koperverliezen te berekenen. Bovendien kan de WTHD, net zoals de definitie van vergelijking (2.80), enkel zuiver harmonische termen in rekening brengen.

Aangezien het bovendien vaak de stroom zelf is die als terugkoppeling gebruikt wordt voor de spanningscontrole van de invertor, zal het zinvoller zijn de koperverliezen te evalueren aan de hand van de MSE van de stroom zelf in plaats van gebruik te maken van het frequentiespectrum van de spanning. In het volgende hoofdstuk wordt dit verder geëvalueerd.

*C. Kwalitatieve evaluatie van ongewenste spanningsafwijkingen en risico op overspanning: Polarity Consistency Rule*

Bij de bespreking van de THD en MSE van de spanning werd reeds opgemerkt dat de fasespanning in principe steeds zo dicht mogelijk moet aansluiten bij de referentiespanning. Los van een kwantitatieve evaluatie hiervan stelt Holtz [36] hierbij dat algemeen gesproken de geschakelde fasespanning minstens dezelfde polariteit moet bezitten als de referentiegolf. Deze definitie van de polarity consistency rule (PCR) is daarbij een manier om slecht-ontworpen PWM-schema's te herkennen volgens Holtz. Dit is echter een foute stelling. Voor driefasige systemen moet de PCR niet gedefinieerd worden op de fasespanningen maar op de gekoppelde spanningen gezien de invloed van het niet-verbonden sterpunt. Dit is ook duidelijk in figuur 2.11 op p.37.

De polarity consistency rule kan dus beter gedefinieerd worden als volgt: een noodzakelijk voorwaarde voor minimale spanningsafwijkingen is de eis dat de gekoppelde spanning steeds dezelfde polariteit heeft als de referentiegolf (of de grondharmonische gekoppelde spanning). Deze eis werd voor het eerst duidelijk geformuleerd in [37]. Schema's die aan deze eis voldoen hebben dus een lagere harmonische spanning tot gevolg en worden vanaf hier aangeduid als half period polarity consistent. De meest gebruikte PWM/SVM-schema's zijn zo ontworpen dat aan de PCR voldaan is. Voor multilevel-invertoren kan de PCR nog strikter gesteld worden: de gekoppelde spanning moet steeds geschakeld worden tussen de twee spanningsniveaus die het dichtst liggen bij de referentiegolf (extended PCR, EPCR).

Voor schema's met gesloten-kringcontrole (en dus zeker modulatie via directe controle) kan deze eis moeilijk opgelegd worden: er is geen referentiegolf en de grondharmonische spanning is een gevolg van de regeling. In een dergelijke situatie kan wel een gewijzigde definitie van de PCR geformuleerd worden. Om het onderscheid te maken wordt deze hier als pulse polarity consistency rule (PPCR) aangeduid. De PPCR stelt: een puls in de gekoppelde spanning mag niet gevolgd worden door een puls van tegengestelde polariteit. Dit is een minder strikte voorwaarde die nog steeds een kwaliteit van de regeling en modulator weergeeft. Indien moet geschakeld worden van een positieve puls naar een negatieve puls zal immers één van beiden aanleiding geven tot afwijkingen die groter zijn dan nodig. Nog belangrijker echter is het effect voor de isolatie van de motor. Zoals reeds eerder aangehaald zal de ompoling van de gekoppelde spanning immers een grotere belasting voor de isolatie betekenen. Dit wordt vermeden als aan de PPCR voldaan is. Voor de golfvorm van figuur 2.15 op p.46 is duidelijk niet voldaan aan de PPCR: ongeveer op  $2/3$  van de periode wordt er voor de gekoppelde spanning  $v_{ab}$  tussen  $V_{DC}$  en  $-V_{DC}$  geschakeld. Voor multilevel-invertoren kan ook de PPCR strikter gesteld worden door de volgende definitie: de gekoppelde spanning moet steeds geschakeld worden tussen de twee aangrenzende spanningsniveaus (extended PPCR, EPPCR).

Conclusie is dus dat (pulse) polarity consistency gebruikt kan worden om te controleren of een regeling en modulator al dan niet zal resulteren in een minimale harmonische inhoud van de spanning en overspanningen voor de isolatie<sup>13</sup>. Dit is een kwalitatieve maatstaf, maar deze kan kwantitatief gebruikt worden door te tellen hoe vaak niet aan de PCR of PPCR voldaan wordt tijdens een zekere periode. Tenslotte dient opgemerkt te worden dat bijkomende ijzerverliezen en de kans op het falen van de isolatie verkleind worden indien (pulse) polarity consistency opgelegd kan worden.

#### *D. Nodige voorwaarde voor goede spanningskwaliteit: schakelen van aangrenzende spanningsvectoren*

Het is duidelijk dat de combinatie van de voorwaarden gecreëerd door de PPCR en de voorwaarden opgelegd door het driefasige systeem met niet-verbonden sterpunt samen sterke beperkingen opleggen aan de mogelijke schakelacties voor de inverter. Deze beperkingen vormen dan nodige en voldoende voorwaarden voor het realiseren van de PPCR, maar slechts nodige voorwaarden voor de PCR. Het zijn ook deze voorwaarden die in acht genomen worden bij het ontwerpen van goede PWM/SVM-schema's.

<sup>13</sup>Bij erg kleine pulsbreedtes moet nog steeds opgelet worden voor accumulatie van overspanningen op de kabel.

Om deze voorwaarden nader te bekijken moet het driefasige schakelgedrag van de invertor beschouwd worden. Dit is het eenvoudigst in de equivalente tweefasige voorstelling ( $\alpha\beta$ -vlak). Wanneer een schakelactie ondernomen wordt, kan de verandering van de  $\alpha$ -component van de spanningsvector  $v_\alpha$  geschreven worden in functie van de veranderingen van de gekoppelde spanningen:

$$\begin{aligned}
 \Delta v_\alpha &= v_{\alpha 2} - v_{\alpha 1} \\
 &= \frac{2}{3}(v_{a2} - \frac{v_{b2} + v_{c2}}{2}) - \frac{2}{3}(v_{a1} - \frac{v_{b1} + v_{c1}}{2}) \\
 &= \frac{1}{3}(v_{ab2} - v_{ab1} - (v_{ca2} - v_{ca1})) \\
 &= \frac{1}{3}(\Delta v_{ab} - \Delta v_{ca})
 \end{aligned} \tag{2.85}$$

Voor de verandering van de  $\beta$ -component geldt:

$$\Delta v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \Delta v_{bc} \tag{2.86}$$

In het driefasige systeem geldt bovendien steeds dat  $v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = 0$  zodat voor de veranderingen van de gekoppelde spanningen geschreven kan worden:

$$\Delta v_{ab} + \Delta v_{bc} + \Delta v_{ca} = 0 \tag{2.87}$$

Er kan als voorwaarde opgelegd worden dat er enkel geschakeld mag worden naar de aangrenzende vectoren om de maximale verandering van de spanningsvector te beperken. In dat geval moet het volgende stelsel van drie vergelijkingen en drie onbekenden opgelost worden

$$\begin{cases} \Delta v_\alpha^* = \frac{1}{3}(\Delta v_{ab} - \Delta v_{ca}) \\ \Delta v_\beta^* = \frac{1}{\sqrt{3}} \Delta v_{bc} \\ \Delta v_{ab} + \Delta v_{bc} + \Delta v_{ca} = 0 \end{cases} \tag{2.88}$$

met als mogelijke waarden voor de parameters  $\Delta v_\alpha^*, \Delta v_\beta^*$

$$[\Delta v_\alpha^*, \Delta v_\beta^*] \in \left\{ [0, 0], \left[ \frac{\pm 2}{3}, 0 \right], \left[ \frac{\pm 1}{3}, \frac{1}{\sqrt{3}} \right], \left[ \frac{\pm 1}{3}, \frac{-1}{\sqrt{3}} \right] \right\} \tag{2.89}$$

Hierbij zijn de spanningsveranderingen geschaald met  $\frac{V_{DC}}{n-1}$ , met  $n$  het aantal niveaus van de invertor. De bespreking is dus algemeen geldig. De unieke oplossingen voor  $\Delta v_{ab}$ ,  $\Delta v_{bc}$  en  $\Delta v_{ca}$  zijn gegeven in tabel 2.2. Voor alle oplossingen geldt dus dat de gekoppelde spanningen maximaal met  $\frac{V_{DC}}{n-1}$  wijzigen en dus de PPCR gerespecteerd wordt, waarmee al een nodige voorwaarde gerealiseerd is.

$\Delta v_{ab}$	$\Delta v_{bc}$	$\Delta v_{ca}$	$\Delta v_{\alpha}$	$\Delta v_{\beta}$
0	0	0	0	0
+1	-1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{-1}{\sqrt{3}}$
-1	+1	0	$\frac{-1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
+1	0	-1	$\frac{2}{3}$	0
-1	0	+1	$\frac{-2}{3}$	0
0	+1	-1	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
0	-1	+1	$\frac{-1}{3}$	$\frac{-1}{\sqrt{3}}$

Tabel 2.2: Oplossingen van de stelsels (2.88) en (2.91)

De voorwaarde is uiteraard ook voldoende, want deze schakelacties zijn ook de enige die voldoen aan de voorwaarden van de PPCR (neem bijvoorbeeld twee gekoppelde spanningen waar de spanningsverandering -1 zou zijn, dan kan de derde spanningsverandering enkel +2 bedragen). Het beperken van de veranderingen van de gekoppelde spanningen tot

$$[\Delta v_{ab}^*, \Delta v_{bc}^*, \Delta v_{ca}^*] \in \{[0, 0, 0], [\pm 1, \mp 1, 0], [\pm 1, 0, \mp 1], [0, \pm 1, \mp 1]\} \quad (2.90)$$

levert voor het stelsel van twee vergelijkingen en twee onbekenden

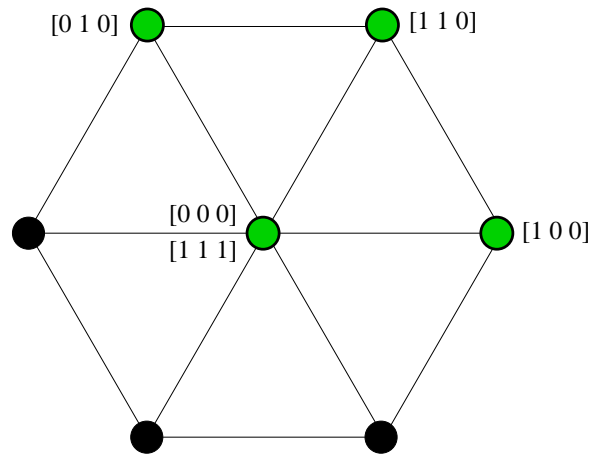
$$\begin{cases} \Delta v_{\alpha} = \frac{1}{3}(\Delta v_{ab}^* - \Delta v_{ca}^*) \\ \Delta v_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}\Delta v_{bc}^* \end{cases} \quad (2.91)$$

opnieuw (zie tabel 2.2) de aangrenzende vectoren. Verder zijn er geen voorwaarden voor de wijze waarop deze vectoren gerealiseerd worden.

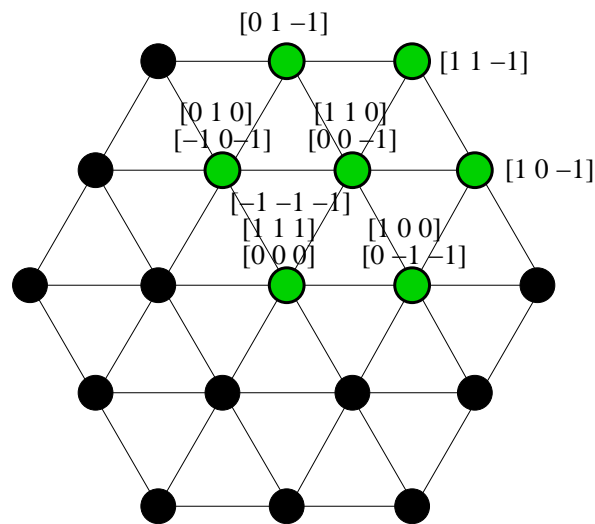
Deze toegelaten vectoren zijn in figuur 2.24 voorgesteld voor de situatie van een 2L-VSI die vanuit de schakeltoestand  $[1 \ 1 \ 0]$  moet schakelen. In de gegeven situatie kunnen dus vier vectoren geselecteerd worden waarvan één redundant (voor de nulvector kan zowel  $[1 \ 1 \ 1]$  als  $[0 \ 0 \ 0]$  genomen worden, om de schakelverliezen te beperken wordt best  $[1 \ 1 \ 1]$  gebruikt).

Voor een driefasige 3L-FCC zijn de toegelaten vectoren bij schakeltoestand  $[1 \ 1 \ 0]$  of  $[0 \ 0 \ -1]$  getoond in figuur 2.25. Hier is het onmiddellijk duidelijk dat de mogelijkheden ten eerste een aantal redundante spanningsvectoren omvatten (zelfs de huidige vector is redundant) en dat ten tweede er redundante schakeltoestanden zijn om deze vectoren te realiseren. Deze vrijheidsgraden kunnen benut worden om de flying capacitors te balanceren en/of de schakelverliezen te beperken.





Figuur 2.24: De vier toegelaten spanningsvectoren voor een driefasige 2L-VSI wanneer de huidige schakeltoestand  $[1\ 1\ 0]$  is.



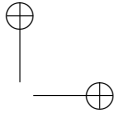
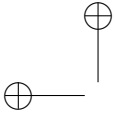
Figuur 2.25: De zeven toegelaten spanningsvectoren voor een driefasige 3L-FCC wanneer de huidige schakeltoestand  $[1\ 1\ 0]$  of  $[0\ 0\ -1]$  is.

## 2.7 Besluit

Wegens hun belang voor veel toepassingen en hun gunstige eigenschappen, worden in dit proefschrift inductiemachines en permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines behandeld. Deze types van draaiveldmachines werden daarom kort besproken in het begin van dit hoofdstuk. De equivalente tweefasige modellering en ruimtevectorvoorstelling werden besproken. Voor beide machinetypes werden de toestandsmodellen en referentiestelsels gegeven.

Draaiveldmachines kunnen maar op een efficiënte en performante manier gecontroleerd worden met behulp van een goede regeling en een vermogenselektronische voeding. In dit hoofdstuk werden de topologie en modulatie van een aantal invertoren voor de voeding van draaiveldmachines besproken. Naast de 2L-VSI, die veruit de meest gebruikte topologie zijn, werd uitgebreid aandacht besteed aan de flying capacitor inverter. De FC-inverter biedt een aantal belangrijke voordelen: hoge vermogens kunnen op hoge spanningen gerealiseerd worden door schakelaars met een lage sperspanning. Deze invertoren bieden bovendien een kleine spanningstapgrootte waardoor een lage harmonische inhoud kan gerealiseerd worden. Voor het bepalen van de schakelogenblikken werden in dit hoofdstuk zowel ‘klassieke’ modulatietechnieken (bijvoorbeeld PWM/SVM) besproken als directe controle. De kwaliteit van de geschakelde spanning die door de inverter geleverd wordt, hangt af van de modulatietechniek en de regeling. Een slechte spanningskwaliteit vergroot aanzienlijk de verliezen en de kans op falen voor de gevoede motor. Daarom is het noodzakelijk dat er enkele maatstaven voor de spanningskwaliteit vooropgesteld werden en een aantal nodige voorwaarden besproken werden.

Een eerste belangrijke bijdrage in dit hoofdstuk wordt gevormd door de kritische vergelijking van de verschillende modulatietechnieken, in het bijzonder de directe controle en de uniforme definitie van de schakelfrequentie in §2.4.2. Een tweede belangrijke bijdrage wordt gevormd door de grondige bespreking van de effecten en de analysemethodes voor de spanningskwaliteit in §2.6.



## Hoofdstuk 3

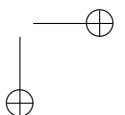
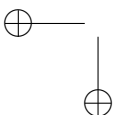
# Koppelcontrole van draaiveldmachines

### 3.1 Inleiding

In dit proefschrift wordt de directe koppelcontrole van draaiveldmachines behandeld. Binnen de regeltechniek veelal gebruik gemaakt van de voorstelling van een proces dat door een geregelde actuator gecontroleerd wordt. In dat opzicht werden in het vorige hoofdstuk het proces (de draaiveldmachine) en de actuator (de inverter) besproken. Het is uiteraard de regelaar die uiteindelijk de performantie van het gecontroleerde geheel bepaalt en die ontworpen moet worden. De gebruikte regelstrategie zal ervoor moeten instaan om op basis van metingen van inverter en motorgrootheden de inverter zo aan te sturen dat de motor het gewenste gedrag vertoont. Verder in dit proefschrift (hoofdstukken 4 en 5) zullen daarvoor voorstellende regelstrategieën besproken worden. In dit hoofdstuk worden eerst een aantal koppelsturingen voor draaiveldmachines op een rijtje gezet.

### 3.2 Enkele basisbegrippen voor de koppelcontrole van draaiveldmachines

Met de vermogenselektronische voedingen die in het voorgaande hoofdstuk besproken werden, kan een performante regeling van het koppel, de snelheid of positie van een draaiveldmachine bekomen worden. In dit proefschrift wordt enkel de koppelcontrole van draaiveldmachines behandeld. Zeer veel toepassingen vragen immers om een koppelgestuurd gedrag. Bovendien is het zo dat wanneer snelheids- en/of positiecontrole gewenst is, meestal gebruik gemaakt wordt van een cascade-



regeling<sup>1</sup>. Bij een dergelijke cascaderегeling levert de regeling van de positie een wenswaarde voor de snelheid en de regeling van de snelheid een wenswaarde voor het koppel. De binnenste en snelste controlelus wordt dus steeds door de koppelcontrole gevormd. In [16] en [14] wordt de cascaderегeling uitvoerig besproken. Bovendien geeft [16] richtlijnen voor het ontwerp van een snelheidsregeling in cascade met een koppelregeling.

Zowel voor inductiemachines als voor PMSM's wordt koppelcontrole bekomen door gebruik te maken van vectorsturing. Uiteraard zal de precieze uitwerking en implementatie van deze vectorsturing afhangen van het soort draaiveldmachine. Bij vectorsturing wordt meestal onderscheid gemaakt tussen twee soorten strategieën: veldoriëntatie (field oriented control, FOC) en directe koppelcontrole (direct torque control, DTC). Bij beide technieken wordt de inverter gebruikt om een vector te controleren in grootte en hoekpositie. Bovendien wordt bij beide technieken simultaan voorzien in een controle van de magnetische toestand van de motor (fluxcontrole). Bij veldoriëntatie wordt een stroomgestuurde motor verondersteld en zorgt de regeling voor het bepalen van wenswaarden voor de stromen van de motor die dan met een bijkomende regelaar door de inverter moeten gerealiseerd worden. Bij directe koppelcontrole wordt direct de meest geschikte spanningsvector bepaald om de verandering van de statorfluxvector te sturen en aldus het koppel en de flux te controleren.

Om verwarring te vermijden is het belangrijk even stil te staan bij het gebruik van de term 'direct'. Direct heeft drie betekenissen in gestuurde aandrijvingen:

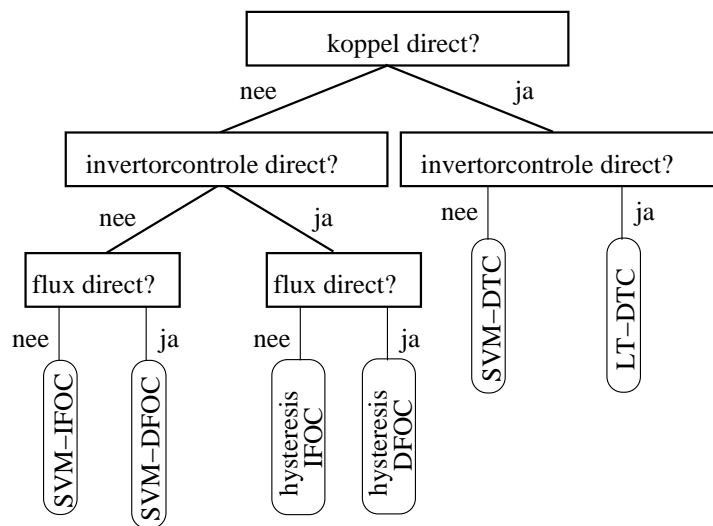
- Het controle-algoritme bepaalt door terugkoppeling direct de **schakeltoestand van de inverter**, zoals bij direct current control of hysteresisstroomregeling.
- De feedbackregeling controleert direct het **koppel**, zoals in directe koppelcontrole<sup>2</sup>. Het koppel wordt met andere woorden direct door de inverter, of dus de spanningsvector, gecontroleerd. Veldoriëntatie zal binnen deze definitie indirect zijn, want het gewenste koppel wordt gerealiseerd door een (gesloten-kring-)stroomregeling en bovendien meestal zonder expliciete gesloten-kringregeling voor het koppel.
- Bij veldoriëntatie zal veelal een onderscheid gemaakt worden tussen directe en indirecte implementaties. Hierbij duidt direct aan dat er een feedbackregeling van de **flux** uitgevoerd wordt en/of de flux expliciet geschat wordt om het

<sup>1</sup>Zeker bij draaiveldmachines is dit het geval. Een voorbeeld van positie- of snelheidsregeling van een inductiemachine zonder cascaderегeling is beschreven in [14]

<sup>2</sup>Over de interpretatie van direct bij DTC in de betekenis van directe controle lopen de meningen in de literatuur uiteen. Feit is dat zowel bij de originele publicatie van Takahashi alsook de industriële toepassing van DTC door ABB directe controle gebruikt wordt.

referentiestelsel te bepalen. Bij indirecte varianten wordt het referentiestelsel afgeleid uit metingen van snelheid en/of rotorpositie.

Wanneer men de eigenschap direct of indirect wil gebruiken als kenmerk van motorsturingen moet men eigenlijk dus erbij vermelden in welk aspect de sturing direct of indirect is, zeker als dit niet duidelijk is uit de context. Verder dient men in te zien dat de ‘directheid’ van het ene aspect niet noodzakelijk iets impliceert over een ander aspect. Bij een classificatie is het dus wenselijk een zekere hiërarchie in te voeren, waarbij de directheid van het schakelsignaal, koppel en flux bijvoorbeeld in die volgorde behandeld worden. Om deze uiteenzetting ivm de eigenschap ‘direct’ te verduidelijken zijn in figuur 3.1 de mogelijke combinaties van deze eigenschap gegeven samen met telkens een voorbeeld van de resulterende controle. Deze controlestrategieën komen vervolgens aan bod in dit hoofdstuk.



Figuur 3.1: Combinaties van de eigenschappen ‘direct’, met voorbeelden van resulterende controleschema’s

### 3.3 Veldoriëntatie

Het begrip veldoriëntatie werd voor het eerst voorgesteld in [5] en werd sindsdien veelvuldig toegepast in de industrie. Zowel voor IM als PMSM is het veruit de meest gebruikte techniek voor hoogdynamische aandrijvingen. Daarnaast is veldoriëntatie ook in de academische wereld uitgebreid bestudeerd. Bij veldoriëntatie wordt getracht om een draaiveldmachine zodanig te sturen dat het gedrag

analoog is aan dat van een onafhankelijk bekrachtigde gelijkstroombmachine met ideale compensatie. Dit betekent dat door gepaste transformaties de machine beschreven moet worden in functie van twee stroomcomponenten (cfr. ankerstroom en bekrachtigingsstroom bij de gelijkstroombmachine) die afzonderlijk kunnen geregeld worden om een onafhankelijke sturing van het koppel en de flux te bekomen. Dit vergt uiteraard een verschillende aanpak bij de IM of PMSM. In bijlage A is een overzicht gegeven van verschillende varianten van veldoriëntatie. In het vervolg van dit hoofdstuk echter wordt de focus gelegd op directe koppelcontrole.

### 3.4 Directe koppelcontrole

Veldoriëntatie kende na de introductie een snelle evolutie, met een groot aantal publicaties en een snelle aanvaarding in de industrie tot gevolg. Ondanks deze positie als de facto standaardtechniek in de industrie en de goede mogelijkheden om koppelgeregelde aandrijvingen te realiseren, heeft veldoriëntatie enkele belangrijke nadelen:

- Aangezien bij veldoriëntatie de stroomvector gestuurd wordt t.o.v. de fluxvector moeten (op zijn minst een deel van) de berekeningen uitgevoerd worden in een synchroon referentiestelsel. Dit betekent dat transformaties tussen het synchrone referentiestelsel en stilstaand referentiestelsel noodzakelijk zijn. Bij de opkomst van de digitale motorcontrole werden deze transformaties als rekenintensief en problematisch ervaren. De nodige rekenkracht voor deze transformaties vormt echter al vele jaren geen probleem meer en dit nadeel is dus deels slechts van historisch belang. Toch blijft de noodzaak voor de transformaties tussen referentiestelsel een nadeel bij FOC. De goede werking van het principe hangt immers af van de correcte oriëntatie en dus nauwkeurige (rotor)fluxvectorpositie om de rotatie uit te voeren. Met de meest gebruikte vormen van veldoriëntatie ( $i_d = 0$  en MTPA voor PMSM en IFOC voor IM) resulteert dit in de noodzaak voor een nauwkeurige meting of schatting van de rotorpositie of -snelheid. De noodzaak voor de complexiteit van deze meting of schatting is dus het overblijvende nadeel.
- Veldoriëntatie vereist ook een goede kennis van de motorparameters. De afhankelijkheid is verschillend voor de IM en PMSM. Bij inductiemachines uit de parameterafhankelijkheid zich zowel in de bepaling van de rotorfluxpositie als in het bepalen van de wenswaarden voor de  $dq$ -stroomcomponenten uit de koppel- en fluxwenswaarden. Zo is bijvoorbeeld de performantie van IFOC erg gevoelig aan de waarde van de rotortijdsconstante (dus de waarden van rotorweerstand en rotorzelfinductantie). Bij een PMSM is de rotorfluxpositie gekend door de rotorpositie en zijn er dus geen motorparameters nodig.

Voor het bepalen van de stroomwenswaarden zijn meestal de motorparameters wel nodig. Een uitzondering hier vormt de  $i_d = 0$ -regeling waarbij de wenswaarde voor de  $q$ -as stroom direct uit de snelheidsregeling of geslotenkringkoppelregeling bekomen wordt.

- Een laatste belangrijk nadeel van veldoriëntatie is de veronderstelling van een stroomgevoede machine. Aangezien de meeste IM's en PMSM's met spanningsinvertoren gevoed worden moet dus een bijkomende stroomregeling voorzien worden. De performantie en dynamica van deze stroomregeling bepaalt direct de performantie en dynamica van flux- en koppelregeling. Daarom is het belangrijk om een snelle en robuuste stroomregeling te voorzien. Indien het koppel van de machine echter direct door de spanningsinverter gecontroleerd kan worden, is echter nog een hogere dynamica te verwachten.

In het midden de jaren tachtig stelden enerzijds Takahashi en Noguchi [6] met directe koppelcontrole<sup>3</sup> (direct torque control, DTC) en anderzijds Depenbrock [39] met directe zelfcontrole (direct self control, DSC) technieken voor die de opgesomde nadelen niet vertonen. Beide methodes selecteren uit een tabel de meest geschikte spanningsvector opdat het koppel en de (stator)flux binnen bepaalde toleranties zou blijven. Hierbij is in principe slechts één motorparameter (de statorweerstand) nodig. Het onderscheid tussen DTC en DSC ligt voornamelijk in de wenswaarde voor de baan van de fluxvector. DTC is echter de dominerende implementatie zowel op het vlak van benaming als op het vlak van aantal implementaties. Verder in dit proefschrift wordt dan ook steeds over directe koppelcontrole gesproken.

Hoewel het aantal publicaties i.v.m. DTC eerder beperkt bleef gedurende de eerste jaren na de publicaties van Takahashi en Depenbrock, is het aantal publicaties sinds de industriële toepassing van DTC [8] enorm toegenomen. In het begin handelden de meeste publicaties over verbeteringen voor de opzoektabel en de statorfluxschatting van inductiemachines. Al snel echter verschenen publicaties waarbij de gebruikte spanningsvectoren niet beperkt waren tot de acht basisvectoren, maar waarbij de meest geschikte spanningsvector met SVM gerealiseerd werd. Bovendien werden al snel verschillende methodes naar voren geschoven om de spanningsvector (al dan niet met SVM gemoduleerd) te selecteren.

De ontwikkeling van directe koppelcontrole voor permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines kende een soortgelijk verloop. De eerste publicaties over dit onderwerp [9,40,41] behandelden hoofdzakelijk implementaties met opzoektabel-

<sup>3</sup>Oorspronkelijk gaven Takahashi en Noguchi hun nieuwe controlestrategie geen naam, de naam Direct Torque Control werd pas in [38] door Takahashi en Ohmori gebruikt.

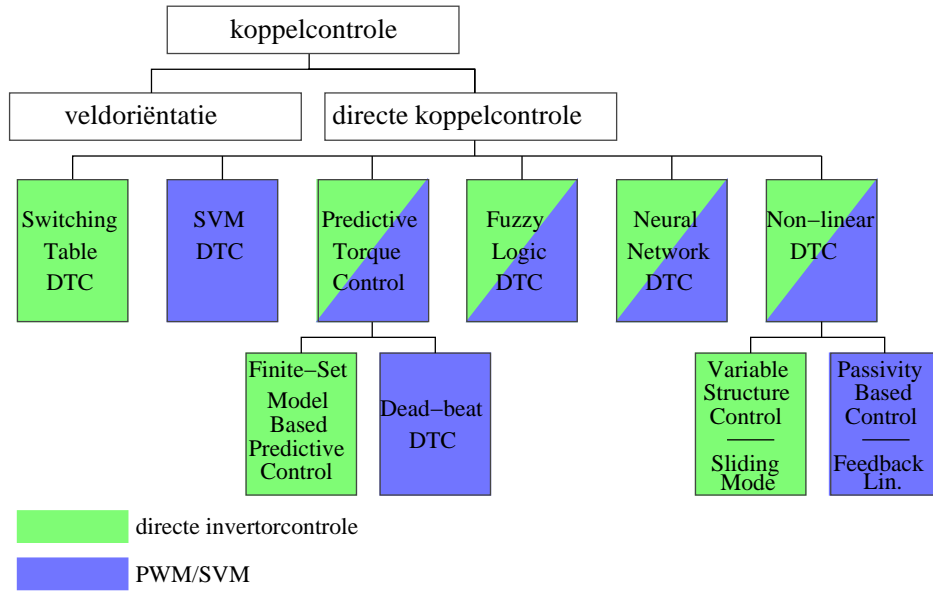
len. Al snel echter werden methodes met SVM voorgesteld [42] en werden verschillende varianten voorgesteld voor de selectie van de spanningsvectoren [17].

Bij het vergelijken van DTC-technieken kan dus enerzijds een onderscheid worden gemaakt naargelang de methode om de spanningsvector te selecteren en anderzijds naargelang directe controle of SVM gebruikt wordt. In figuur 3.2 is een kort overzicht gegeven van DTC-varianten. Sommigen werken enkel met directe controle of SVM, andere kunnen op beide manieren gebruikt worden. Deze varianten worden verder in dit hoofdstuk besproken. Vooraleer deze bespreking aan te vangen dient wel nog opgemerkt te worden dat de gegeven opsomming en classificatie niet pretendeert volledig te zijn of de enige correcte versie te zijn. Er zijn in de literatuur immers zoveel verschillende varianten van DTC voorgesteld dat een exhaustieve opsomming zeer moeilijk is. Bovendien is er in de literatuur ook geen consensus rond de term DTC. Volgens sommige auteurs slaat DTC op de ganse familie van uiteenlopende regelaars die door een aantal basiskenmerken verbonden zijn. Ook in dit proefschrift wordt de benaming directe koppelcontrole of DTC sensu lato (zie ook hoofdstuk 1) gebruikt voor de verzameling van alle controlemethoden die als essentie de volgende eigenschappen bezitten:

- De belangrijkste gecontroleerde variabele is het koppel.
- Daarnaast kunnen er andere gecontroleerde variabelen zijn, in het bijzonder variabelen die de magnetische toestand van de motor beschrijven.
- De invertorspanning is de controlevariabele.

Volgens andere auteurs moet de term DTC voorbehouden worden voor de oorspronkelijke strategie van Takahashi, dit is DTC sensu stricto. Bij een groot aantal auteurs echter wordt het begrip DTC afgebakend door een aantal eigenschappen voorop te stellen waaraan een controlestrategie moet voldoen, niet toevallig net die eigenschappen die ervoor zorgen dat de strategie die door deze auteurs wel of niet aansluit bij de gebruikte definitie van DTC (al naargelang men de strategie als DTC-variant of een nieuw type wil voorstellen). In dit proefschrift wordt dus de brede definitie van DTC gehanteerd, waarbij DTC s.s. een speciale variant is. Bij de onderverdeling tussen veldoriëntatie en directe koppelcontrole worden dan technieken met stroomcontrole geplaatst tegenover technieken die koppel en flux als gecontroleerde variabelen nemen. Toch vallen niet alle technieken éénduidig te classificeren als FOC of DTC en is ook de indeling binnen de DTC-familie niet steeds eenduidig. Hoe imperfect de classificatie moge wezen, ze blijft toch noodzakelijk om orde te scheppen in de vele voorgestelde technieken.





Figuur 3.2: Classificatie van implementaties voor directe koppelcontrole

### 3.4.1 Directe koppelcontrole met opzoektabel

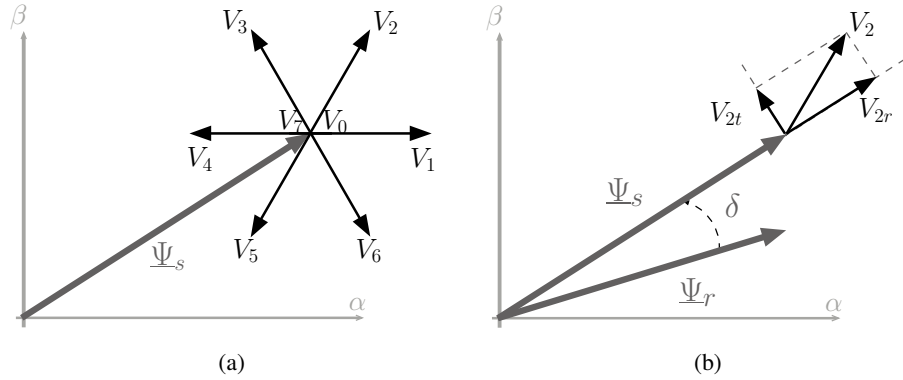
Het oorspronkelijke schema van Takahashi [6] en de industrieel toegepaste implementatie van DTC maken gebruik van een opzoektabel om de meest geschikte spanningsvector te selecteren. Dit principe wordt eerst besproken vooraleer andere DTC-varianten aan bod komen. In de literatuur worden vaak de benamingen switching-table DTC (ST-DTC) of lookup-table DTC (LT-DTC) gebruikt.

Het basisidee van DTC bestaat erin om gebruik te maken van de invertorspanning om koppel-en statorfluxcontrole te bekomen. Uitgaande van de ruimtevectornotatie voor de statorspanningsvergelijking van draaiveldmachines:

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} \quad (3.1)$$

kan eenvoudig ingezien worden dat de evolutie van de statorfluxvector  $\underline{\Psi}_s$  afhangt van de aangelegde spanningsvector. Wanneer de statorweerstandspanningsval  $R_s \underline{i}_s$  verwaarloosd kan worden, is de variatie van de statorflux volledig bepaald door de spanningsvector:

$$\frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} = \underline{v}_s \quad (3.2)$$

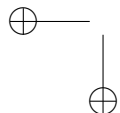


Figuur 3.3: Principe voor de controle van de statorfluxvector met behulp van een 2L-VSI

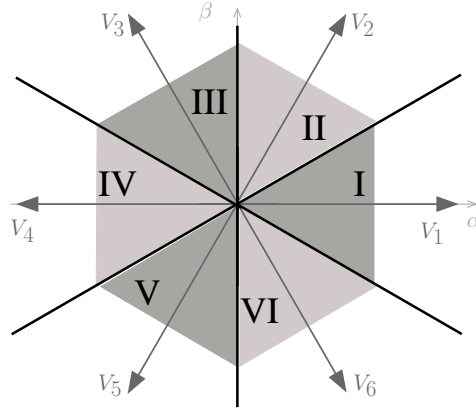
Bij de afleiding van het DTC-algoritme wordt dan ook de statorweerstandspanningsval verwaarloosbaar geacht, zodat de verandering van de statorfluxvector direct gecontroleerd wordt geacht door de aangelegde spanningsvector. De invloed van deze verwaarlozing op performantie van de controle wordt verder bestudeerd in hoofdstuk 5.

Veronderstel dat de statorflux op een bepaald ogenblik een zekere amplitude en richting heeft zoals afgebeeld in figuur 3.3(a). Bij het aanleggen van één van de actieve vectoren  $\underline{V}_i$  met  $i \in [1 \ 6]$  zal, volgens (3.2), de fluxvector evolueren volgens de richting van deze spanningsvector. Hierbij heeft elke spanningsvector een radiale component  $\underline{V}_{ir}$  die volgens de statorfluxvector ligt en een tangentiale component  $\underline{V}_{it}$ . In figuur 3.3(b) zijn deze componenten getoond voor de spanningsvector  $\underline{V}_2$ . Het is duidelijk dat de radiale component  $\underline{V}_{ir}$  de statorfluxamplitude zal variëren en de tangentiale component  $\underline{V}_{it}$  de hoek van de statorfluxvector t.o.v. de  $\alpha$ -as zal variëren.

Bij het aanleggen van één van de nulvectoren  $\underline{V}_0$  of  $\underline{V}_7$  zijn zowel de radiale als tangentiale component nul en zal, bij verwaarlozing van de resistieve spanningsval, de flux in grootte en hoek nagenoeg ongewijzigd blijven. Wanneer de resistieve spanningsval niet verwaarloosbaar is, zal de fluxvector nog steeds traag variëren. Door een geschikte opeenvolging van de geschakelde vectoren kan door de radiale componenten de modulus van de statorflux binnen een zekere tolerantie t.o.v. de wenswaarde gehouden worden. Bovendien kan met de tangentiale componenten de verandering van de hoekpositie van statorfluxvector gecontroleerd worden. Dit laat toe om koppelcontrole uit te voeren zoals hierna verduidelijkt wordt, eerst voor inductiemachines en vervolgens voor PMSM's.



met  $\delta$  de hoek tussen rotor-en statorflux [16]. Aangezien de rotortijdsconstante  $\tau_r$  van een kooiankermotor groot is (typisch hoger dan 0.1 s) zal de verandering van de rotorfluxamplitude slechts traag verlopen. De statorflux kan volgens vergelijking (3.2) echter snel gewijzigd worden door het schakelen van de invertor. De magnetiseringstoestand van de motor kan dus gecontroleerd worden door het min of meer constant houden van de statorfluxmodulus. Bij constante  $\underline{\Psi}_s$  en  $\underline{\Psi}_r$  kan dan het koppel volgens vergelijkingen (3.2) en (3.3) snel gewijzigd worden door met de tangentiële spanningscomponent de hoek  $\delta$  te wijzigen.



Figuur 3.5: Sectorindeling en spanningsvectoren bij DTC met 2L-VSI.

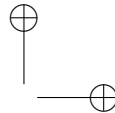
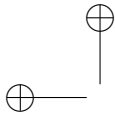
waarbij  $H_T$  de breedte van elk van de hysteresislussen is. Ook de statorfluxmodulus wordt gekwantiseerd, maar dan met een tweetrapscomparator met hysteresis, met uitgang  $d_{\Psi_s}$ . De omslagpunten zijn

$$d_{\Psi} = \begin{cases} +1 & \text{als } |\Psi_s^*| - |\Psi_s| > H_{\Psi} \\ -1 & \text{als } |\Psi_s^*| - |\Psi_s| < -H_{\Psi} \end{cases} \quad (3.5)$$

De meest geschikte spanningsvector wordt dan gevonden in een opzoektabel die drie ingangen heeft. Naast de signalen  $d_T$  en  $d_{\Psi}$  heeft de tabel als derde ingang de sector waarin de statorflux zich bevindt. De meest gebruikte sectorindeling voor een 2L-VSI is getoond in figuur 3.5. De opzoektabel, gegeven in tabel 3.1 is zo opgesteld dat die vectoren geselecteerd worden die enerzijds de snelste koppelvariatie veroorzaken en anderzijds een minimaal aantal schakelingen van de inverter vereisen. Veronderstel een positieve (tegenwijzerzin) draaizin en motorwerking voor de IM. Voor sector I zal, indien het koppel en de flux aanzienlijk kleiner zijn dan de wenswaarden, vector  $\underline{V}_2$  geselecteerd worden. De radiale spanningscomponent

$d_T$	$d_{\Psi_s}$	I	II	III	IV	V	VI
1	1	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$
	-1	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$
0	1	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$
	-1	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$
-1	1	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$
	-1	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$

Tabel 3.1: Opzoektabel volgens Takahashi [6]



doet dan de statorfluxmodulus toenemen. De tangential component doet de lasthoek  $\delta$  en dus het koppel toenemen. Merk hierbij op dat de grootte van  $\delta$  en dus de positie van  $\underline{\Psi}_r$  niet gekend is. DTC is dus inherent sensorloos. Wanneer het koppel of de flux voldoende gestegen zijn, zal de uitgang van één van beide comparatoren wijzigen en wordt een andere vector aangelegd. Indien het koppel binnen de hysteresisband rond de wenswaarde zit, dus  $d_T = 0$ , zal een nulvector geschakeld worden. Hierdoor blijft de statorfluxvector nagenoeg constant en daalt het koppel omdat de rotorfluxvector verder roteert verder en  $\delta$  bijgevolg daalt. De daling van het koppel wordt vaak als 'langzaam' omschreven. Nochtans zal dit sterk afhangen van de snelheid van de motor en zal bij hoge snelheid de koppelafname met een nulvector sneller kunnen gebeuren dan de koppeltoename met een actieve vector. Wel is steeds de koppeldaling t.g.v. een nulvector langzaam t.o.v. de koppeldaling met een actieve vector. Wanneer de koppelwenswaarde bereikt wordt, zal opnieuw een actieve vector moeten aangelegd worden. Bij een constante draaizin van de machine en contante motor- of generatorwerking wordt dus slechts de helft van de hysteresiscomparator doorlopen.

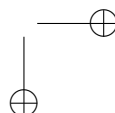
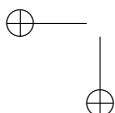
Voor alle belangrijke componenten binnen het schema van LT-DTC (figuur 3.4) zijn er in de literatuur varianten voorgesteld die trachten de specifieke nadelen van LT-DTC te remediëren, meestal in een beperkt werkingsgebied. Deze omvatten wijzigen in de statorfluxschatting, opzoektabel, comparatoren en sectorindeling. Hierbij wordt meestal getracht één of meerdere van de volgende nadelen van DTC (die in hoofdstuk 5 uitgebreid aan bod komen) te verhelpen:

- onnauwkeurige fluxschatting bij lage snelheden
- verlies van fluxcontrole bij lage snelheden
- verlies van koppelcontrole bij hoge snelheden
- koppelrimpel en statorfluxrimpel
- moeilijk opstarten uit gedemagnetiseerde toestand van de IM

In hoofdstuk 5 wordt een uitgebreidere analyse van LT-DTC gegeven, daarbij worden een aantal varianten voor de opzoektabel en de comparatorenbesproken. Het probleem van de statorfluxschatting wordt in hoofdstuk 6 behandeld.

Voor PMSM's kan het koppel ook uitgedrukt worden in functie van de statorfluxvector en rotorfluxvector. Hierbij is uiteraard de rotorfluxvector niet meer bepaald door de statorstromen, maar door de permanent-magneetflux en de rotorpositie. Dit betekent dat de rotorfluxmodulus constant is<sup>4</sup>. Indien de motor een inductan-

<sup>4</sup>Als de permanent-magneetflux varieert ten gevolge van temperatuursveranderingen, gebeurt dit zeer langzaam (thermische tijdsconstante is groot). Op de tijdsschaal van het schakelen van de inverter blijft  $\Psi_f$  dus constant. Bij demagnetisatie van de rotormagneten kan  $\Psi_f$  echter snel wijzigen.



tieverschil vertoont volgens de magnetische assen (IPMSM) is de uitdrukking voor het koppel:

$$T = \frac{3}{2} N_p \left[ \frac{|\Psi_s| |\Psi_f|}{L_d} \sin \delta - \frac{|\Psi_s|^2 (L_q - L_d)}{2 L_q L_d} \sin 2\delta \right] \quad (3.6)$$

Net zoals bij de inductiemachine is er een term die bestaat uit het product van de fluxamplitudes en de sinus van de ingesloten hoek. Bovendien is er ook een term aanwezig die evenredig is met het kwadraat van de statorflux en  $\sin 2\delta$ , namelijk het reluctantie-koppel. Aangezien opnieuw de statorfluxmodulus kan gecontroleerd worden met de radiale spanningscomponent en  $\Psi_f$  constant is, zal opnieuw het koppel kunnen gecontroleerd worden door met de tangentiële spanningscomponent de hoek  $\delta$  te wijzigen. De consequenties van het reluctantie-koppel voor de koppelcontrole worden verder besproken in hoofdstuk 5.

Voor machines zonder inductantievariatie (SPMSM) is de uitdrukking voor het koppel erg gelijkend op de uitdrukking voor de IM:

$$T = \frac{3}{2} N_p \frac{|\Psi_s| |\Psi_f|}{L_d} \sin \delta \quad (3.7)$$

Het schema van figuur 3.4 kan dus ook gebruikt worden voor PMSM's (zowel IPMSM als SPMSM). Hierbij dient in principe niets gewijzigd te worden. Een niet onbelangrijk verschil is wel het feit dat PMSM's een initiële rotorflux hebben, in tegenstelling tot IM's waar de initiële rotorflux nul is. Dit betekent dat voor het starten van de aandrijving in de correcte draaizin, de initiële rotorflux, en dus de initiële rotorpositie, moet gekend zijn. In principe kan verder de directe koppelcontrole van PMSM's inherent sensorloos gebeuren. In de praktijk wordt veelal een rotorhoekmeting voorzien. In hoofdstuk 5 wordt dieper ingegaan op de principiële verschillen tussen directe koppelcontrole voor IM's en PMSM's. Net zoals voor IM's worden de consequenties van gewijzigde opzoektabelen en comparatoren onderzocht.

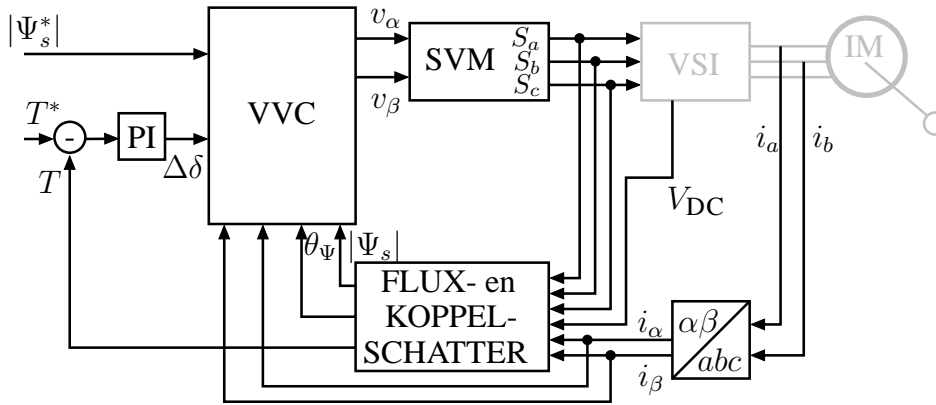
In een aantal van de eerste publicaties i.v.m. directe koppelcontrole voor PMSM's [9, 41] werd door de onderzoeksgroep van Rahman gesteld dat de opzoektabel voor DTC bij PMSM's verschillend dient te zijn t.o.v. deze bij IM's. Er werd een opzoektabel voorgesteld die enkel actieve vectoren gebruikt. Deze kan worden afgeleid uit de tabel 3.1 door het schrappen van de rijen waar  $d_T = 0$ . In dat geval wordt een tweetrapshysteresiscomparator gebruikt voor het koppel. Ondertussen wordt deze stelling niet meer aanvaard binnen de DTC-onderzoeksgemeenschap. In hoofdstuk 5 wordt ook getoond dat er geen fundamentele reden is om deze tabel met enkel de actieve vectoren te moeten gebruiken. Toch leeft deze opvatting nog wat verder binnen de literatuur en ziet men deze tabel nog geregeld opduiken als de enige of beste mogelijkheid voor PMSM's.

### 3.4.2 Directe koppelcontrole met ruimtevectormodulatie

Bij de LT-DTC of directe koppelcontrole met opzoektabel zijn er voor de 2L-VSI slechts acht mogelijke spanningsvectoren waarvan zes actieve. Bovendien worden er per sector dan nog slechts vier actieve vectoren (twee per draaizin) en de nulvectoren gebruikt. Bovenop deze vrij beperkte keuze aan spanningsvectoren zullen de radiale en tangential componenten van de spanningsvector bovendien afhangen van de exacte statorfluxvectorpositie binnen de sector. Om excessieve koppel- en fluxrimpel te vermijden dient het updaten van de schakeltoestand dan ook voldoende snel te gebeuren. Daarom werden al snel schema's voorgesteld waarin de ruimtevector van de spanning bekomen wordt uit de gesloten-kringregeling van koppel en/of flux. Hierbij worden PI-regelaars gebruikt om uit het foutsignaal op koppel en/of flux de tangential en/of radiale componenten van de statorfluxvariatie en dus de spanningsvector te bekomen. De berekende spanningsvector wordt vervolgens gerealiseerd met ruimtevectormodulatie.

Een dergelijke ruimtevectormodulatie-gebaseerde DTC (SVM-DTC) kan met een lagere update-frequentie (en dus lagere bemonsteringsfrequentie) een geschakelde uitgangsspanning creëren die binnen de update-periode verschillende basisspanningsvectoren gebruikt en dus de koppel- en fluxrimpel beperkt houdt. Bovendien heeft SVM een constante schakelfrequentie daar waar directe invertorcontrole in een variabele schakelfrequentie resulteert. Volgens een aantal auteurs kan dit een voordeel zijn in een bepaalde situaties. Een ander vaak genoemd voordeel van SVM-DTC is de betere spanningskwaliteit aangezien SVM aan de PPCR voldoet. Belangrijk is ook dat de schema's die hier als SVM-DTC geklasseerd worden enkel de statorspanningsvergelijking van draaiveldmachines gebruiken (vergelijking (3.2)), en dus niet erg gevoelig zijn aan parameter variaties. Deze schema's laten ook toe om één van de benaderingen in het afleiden van DTC, namelijk de verwaarlozing van de resistieve spanningsval, te compenseren. Het afstellen van de PI-regelaar(s) is echter niet eenvoudig. Een te trage instelling zal immers de dynamica van de aandrijving zeer sterk aantasten. Bij een te snelle instelling riskeert de lasthoek  $\delta$  te hevig te wijzigen, met instabiliteit voor de aandrijving als gevolg (zie §5.5 op p.191 voor een meer uitgebreide bespreking hiervan).

In figuur 3.6 is een typisch schema gegeven voor SVM-DTC bij een inductiemachine. Net zoals bij LT-DTC wordt de flux geschat uit de motorstromen en -spanningen. Uit de statorflux en de statorstromen wordt vervolgens het koppel geschat. Het foutsignaal tussen dit koppel en de wenswaarde wordt nu niet gekwantiseerd, maar aangelegd aan een PI-regelaar. De uitgang van de PI-regelaar is de nodige toename van de lasthoek  $\Delta\delta$ . Deze waarde wordt samen met de wenswaarde voor de statorfluxmodulus, de geschatte statorfluxmodulus, de hoekpositie



Figuur 3.6: Principeschema van DTC met SVM/PWM voor IM.

van de statorfluxvector  $\theta_\Psi$  en de stroomvector aangelegd aan het blok spanningsvectorberekening (Voltage Vector Calculation, VVC). Deze berekening gebeurt in twee stappen: eerst wordt de gewenste statorfluxvariëatie berekend, vervolgens de nodige spanningsvector. De toename van de lasthoek is bepaald door de tangentiële component van de statorfluxvectorvariëatie. Samen met het verschil tussen de wenswaarde en geschatte statorfluxmodulus kan dus de gewenste statorfluxvariëatie  $\Delta\Psi_s$  berekend worden. Met vergelijking (3.2) kan uit  $\Delta\Psi_s$  (en de resistieve spanningsval) de gewenste spanningsvector berekend worden in een statorfluxreferentiestelsel. Met de geschatte waarde voor de hoekpositie van de statorfluxvector  $\theta_\Psi$  kan dan de gewenste spanningsvector berekend worden. Vervolgens wordt deze spanningsvector door SVM gerealiseerd.

Voor inductiemachines zijn dergelijke schema's met SVM-DTC o.a. voorgesteld in [12, 25, 43]. Een verdere classificatie van dergelijke SVM-DTC methodes wordt gegeven in [7]. Er wordt voornamelijk een onderscheid gemaakt naargelang de variabelen die in een gesloten-kringregeling zitten: koppel, flux of beiden. Gezien het feit dat er niet steeds een terugkoppeling voor het koppel voorzien is en bovendien deze controle in feite in een statorfluxreferentiestelsel uitgevoerd wordt, kan eigenlijk het DTC-karakter van een aantal van deze schema's ter discussie gesteld worden.

Aangezien enkel de statorspanningsvergelijking van draaiveldmachines gebruikt wordt, is het beschreven controleschema evenzeer geldig voor PMSM's. Een overzicht van SVM-DTC methodes voor PMSM's is gegeven in [44]. Dergelijke schema's werden onder meer voorgesteld in [22, 42].



### 3.4.3 Voorspellende directe koppelcontrole

Beide voorgaande vormen van DTC zijn gebaseerd op het controleren van de verandering van de statorfluxvector op basis van zijn verwachte evolutie. Hierbij wordt vooral rekening gehouden met de richting van de verandering. Daarom ligt het voor de hand om de evolutie van de statorfluxvector en het koppel beter in te schatten, en worden voorspellende schema's gebruikt om niet enkel de richting van de verandering, maar ook de grootte te voorspellen. Op basis van de voorspelde waarden van koppel en statorflux kan dan de meest gepaste spanningsvector aangelegd worden.

Uiteraard zijn er verschillende manieren om enerzijds deze voorspellingen te doen en anderzijds om hieruit de meest geschikte vector te bepalen. Dit maakt de classificatie niet eenvoudig, temeer daar LT-DTC en SVM-DTC ook in zekere zin de evolutie voorspellen. Sommige schema's worden dan ook wel voorspellend genoemd, maar leveren slechts een kleine wijziging ten opzichte van LT-DTC of SVM-DTC. Andere schema's zijn dan weer veel complexer en maken gebruik van een formeel kader waarin de voorspellende controle geconcepieerd wordt, zoals modelgebaseerde voorspellende controle (Model Based Predictive Control, MBPC). In hoofdstuk 4 worden de eigenschappen van voorspellende regelaars voor de vermogens-elektronische controle van draaiveldmachines uitgebreid besproken. Daarbij wordt het onderscheid gemaakt tussen voorspellende regelaars als overkoepelende familie en het meer specifieke MBPC. Op basis van die bespreking worden in hoofdstuk 5 dan de eigenschappen van DTC-regelaars binnen het MBPC-kader besproken.

Aangezien voorspellende directe koppelcontrole in de volgende hoofdstukken aan bod komt, wordt in het volgende dus slechts een heel summiere opsomming gegeven. Omdat deze voorspellende varianten zowel gebruik kunnen maken van directe invertercontrole als van SVM, wordt onmiddellijk dit onderscheid gemaakt.

#### A. Voorspellende directe koppelcontrole met directe controle

Een nadeel van digitale implementaties voor LT-DTC (een uitgebreidere bespreking van de effecten van een digitale implementatie is te vinden in hoofdstuk 5) is het feit dat het koppel en de fluxamplitude niet altijd beperkt blijven tot de hysteresisbanden rond hun wenswaarden. Dit is vooral het geval wanneer een actieve vector geschakeld wordt. Door te voorspellen wanneer bij het schakelen van een actieve vector het koppel de hysteresisgrens bereikt en de rest van de updateperiode een nulvector te schakelen kan dit vermeden worden. In [45] en [46] wordt een dergelijk schema voorgesteld voor een SPMSM. In [17,47] wordt een dergelijk schema besproken voor inductiemachines.

Het overschrijden van de hysteresisgrenzen kan ook voortkomen uit het verwaarlozen van de tijdsvertraging in een digitale implementatie. Enkele auteurs stellen

voorspellende schema's voor die hieraan verhelpen, zoals [48].

Het is duidelijk dat er verbeteringen te verwachten zijn van schema's waarin direct en systematisch rekening gehouden wordt met deze tijdsvertraging en die bovendien toelaten om het gedrag van de aandrijving verder in toekomst te voorspellen. Finite-Set MBPC (FS-MBPC) laat toe om dit te doen in een formeel kader en uit de mogelijke spanningsvectoren werkelijk de optimale schakelsequenties te selecteren. Deze methodes zijn wel erg rekenintensief. Voorbeelden van deze regelaars zijn te vinden in [13, 15, 49, 50]. De FS-MBPC wordt in hoofdstuk 4 uitgebreid besproken en de DTC-variant ervan komt in hoofdstuk 5 aan bod.

#### *B. Voorspellende directe koppelcontrole met pulsbreedtemodulatie*

Voorspellende regelaars kunnen uiteraard ook gebruikt worden in combinatie met pulsbreedtemodulatie. In het bijzonder wordt meestal SVM toegepast. In [16, 51, 52] wordt dead-beat controle van de statorfluxmodulus en het koppel voorgesteld. Daarbij wordt de nodige statorfluxvariatie berekend om binnen één bemonsteringsperiode de afwijking van het koppel en de statorfluxmodulus t.o.v. de wenswaarden naar nul te brengen. Vervolgens wordt hieruit de nodige spanningsvector berekend. Dit principe lijkt sterk op het reeds besproken SVM-DTC schema, maar nu worden de toekomstige waarden van koppel en flux expliciet berekend.

Net zoals voor de schema's met directe invertercontrole kan directe controle met SVM binnen het kader van MBPC geplaatst worden. Een goed voorbeeld is gegeven in [14]. Het voordeel is opnieuw dat de optimale schakelsequentie kan berekend worden. De besproken schema's komen opnieuw in hoofdstuk 4 aan bod.

### **3.4.4 Fuzzy-Logic directe koppelcontrole**

Het basisprincipe van LT-DTC, namelijk het schakelen van een bepaalde spanningsvector om het koppel en de statorfluxmodulus in een bepaalde zin te laten evolueren, wordt ook toegepast in DTC-schema's die gebruik maken van Fuzzy Logic (FL). Een grondige bespreking van fuzzy-logic-systemen valt buiten het kader van dit proefschrift. Referenties [53, 54] vormen goede bronnen. Eenvoudig gesteld bestaat een FL-systeem uit drie onderdelen:

- fuzzifier,
- inference engine,
- defuzzifier.

Een 'scherp' getal aan de ingang van het FL-systeem wordt door de fuzzifier via een 'membership function' omgezet in een 'fuzzy' waarde, namelijk een waarschijnlijkheid dat het getal tot een bepaalde familie behoort (bijvoorbeeld, 'POSITIEF', 'NUL' en 'NEGATIEF'). In de inference engine wordt aan de hand van

“ALS ... DAN ...”-regels een verband gelegd tussen ingangen in bepaalde families en uitgangen in bepaalde families (bijvoorbeeld “ALS  $T - T^* \in \text{'POSITIEF'}$  DAN  $V_t \in \text{'POSITIEF'}$ ”). Deze regels worden opgesteld door een goede kennis (‘expert knowledge’) van het gedrag van het systeem. De regels worden geactiveerd door het behoren van de input tot een zekere familie en worden gewogen door de mate waarin de input toebehoort aan deze familie. Uit de volledige set van regels met hun gewichten, en dus de families waartoe de uitgangen met een bepaalde waarschijnlijkheid behoren, wordt door de defuzzifier dan opnieuw een ‘scherp’ getal gevormd die de uitgang van de FL-regelaar is.

Er zijn dus een aantal duidelijke parallellen met LT-DTC. Het proces van de fuzzifier doet denken aan het kwantiseren, maar is minder scherp (als  $T - T^* = 0.5$  en de hysteresisgrens ligt op 0.4 is  $d_T = 1$ , maar na de fuzzifier kan bijvoorbeeld  $T - T^* = 0.5$  corresponderen met een ‘fuzzy’  $d_T$  die voor 40% behoort tot de familie ‘NUL’ en 60% tot ‘POSITIEF’). Het lijkt daarbij natuurlijker dat er een continue overgang is voor de classificatie van  $T - T^*$ . Eenzelfde redenering is ook geldig voor de sectorindeling. Ook de opzoektabel vertoont analogieën met de inference engine. Het opstellen van de opzoektabel wordt immers vaak als een heuristisch proces omschreven (dus gebaseerd op ‘expert knowledge’) en kan gebeuren aan de hand van “ALS ... DAN ...”-regels.

Het mag dan ook niet verwonderlijk zijn dat in [53], schema’s voorgesteld worden waarin FL-systemen de rol van comparatoren en opzoektabel overnemen (analoog aan LT-DTC) of die van PI-regelaar en ruimtevectormodulator (analoog aan SVM-DTC). Hoewel FL-DTC behoorlijke resultaten geven, blijkt de performantie van de regelaar daarom niet beter te zijn dan de ‘gewone’ LT-DTC en SVM-DTC. Bovendien zijn zowel het opstellen van de membership functions, inference engine en defuzzifier als het kiezen van waarden voor deze onderdelen niet eenvoudiger (wel integendeel) dan het kiezen van de hysteresisgrenzen of PI-parameters bij respectievelijk LT-DTC en SVM-DTC.

Om de instelling van de parameters van het FL-systeem adaptief te maken kunnen artificiële neurale netwerken gebruikt worden. De resulterende regelaar wordt dan neuro-fuzzy genoemd en een dergelijke neuro-fuzzy DTC is voorgesteld in [55].

### 3.4.5 Directe koppelcontrole met neurale netwerken

Artificiële neurale netwerken (ANN’s) kunnen ook gebruikt worden om rechtstreeks de directe koppelcontrole te realiseren. Opnieuw valt het buiten het kader van dit proefschrift om neurale netwerken in detail te beschrijven, maar in hoofdstuk 5 is een beknopte beschrijving te vinden. In de literatuur zijn [53] en [56] excellente referenties.

Een ANN bestaat uit een netwerk van geïnterconnecteerde neuronen, typisch in drie lagen (input-laag, verborgen tussenlaag en uitgangslaag). Elk neuron realiseert de gewogen sommatie van de ingangen en een vaste bias. Deze som wordt aangelegd aan een activatiefunctie. Voor deze activatiefunctie bestaan verschillende mogelijkheden, maar alle functies satureren bij grote waarden van de som. Een dergelijk netwerk kan getraind worden door ingangen met gekende uitgangen aan te leggen en op een iteratieve manier de gewichten en de bias van de neuronen aan te passen tot het volledige ANN het juiste ingang-uitgangsgedrag bezit. Er kan zelfs aangetoond worden dat een voldoende groot ANN elke functie (lineair en niet-lineair) met willekeurige precisie kan benaderen [56]. Bovendien kan een ANN vrij eenvoudig adaptief gemaakt worden zodat de gewichten tijdens de werking van het ANN aangepast worden.

De mogelijkheid om een ANN te trainen zodat er een mapping tussen ingangen (koppelfout, fluxamplitudedefout,...) en uitgangen (spanningsvector) ontstaat, laat toe om ANN-DTC schema's voor te stellen zoals in [53]. Zonder adaptiviteit zal echter het ANN in het beste geval na de training het gedrag van een LT-DTC of SVM-DTC nabootsen.

### 3.4.6 Niet-lineaire directe koppelcontrole

Hoewel een aantal niet-lineaire<sup>5</sup> methodes voor koppelcontrole (zie bijvoorbeeld [7]), beschreven worden als een afzonderlijke klasse (naast FOC en DTC), kunnen een aantal van deze methodes net tot controlestrategieën leiden die erg nauw aansluiten bij DTC. Deze omvatten zowel methodes met directe invertercontrole (Variabele Structure Control en Sliding Mode Control [57, 58]) als methodes met SVM (Feedback Linearization [59], Passivity Based Control [60]). Deze methodes hebben in het algemeen als verdienste dat ze een systematische theoretische basis hebben, in tegenstelling tot de meer heuristische aanpak die vaak bij DTC gehanteerd wordt<sup>6</sup>. Meestal echter moet de volledige toestand van de machine gekend zijn, wat volledige observeerbaarheid impliceert. Bovendien zijn deze methodes meestal erg afhankelijk van motorparameters en weinig intuïtief. Het aantal praktische realisaties ervan is ook eerder beperkt (met uitzondering van de Sliding Mode techniek). Algemeen kan gesteld worden dat deze methodes hoofdzakelijk beperkt zijn tot een academische nieuwsgierigheid. In dit proefschrift wordt dan ook niet dieper ingegaan op deze methodes.

<sup>5</sup>De naam niet-lineaire koppelcontrole wordt hier gebruikt in overeenstemming met [7]. Nochtans is dit een vrij ongelukkig gekozen benaming, aangezien LT-DTC, voorspellende DTC, FL-DTC en ANN-DTC ook niet-lineaire regelingen vormen.

<sup>6</sup>De stelling van sommige auteurs dat met deze methodes DTC op een formele manier afgeleid kan worden, dient hierbij wel genuanceerd te worden. Deze methodes zullen immers een soortgelijk gedrag als DTC realiseren op basis van soortgelijke principes, maar dit betekent nog niet dat ze de werkelijke theoretische achtergrond van DTC vormen.

### 3.5 Het gebruik van verschillende invertortopologieën bij koppelcontrole

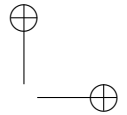
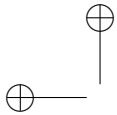
Bij de bespreking van de verschillende methodes om koppelcontrole te realiseren, werd tot nu toe ofwel expliciet een 2L-VSI gebruikt of werd abstractie gemaakt van de gebruikte invertortopologie. Voor enkele technieken maakt de overgang naar multilevel-invertoren immers geen direct verschil uit voor de flux- en koppelcontrole. Dit is het geval wanneer bij de berekening van de aan te leggen spanningsvector niet expliciet rekening wordt gehouden met het groter aantal mogelijkheden van de multilevel-converter. Bij het realiseren van de berekende spanningsvector zal uiteraard het multilevelkarakter van de converter ervoor zorgen dat de gemiddelde spanningsvector over één schakelperiode gerealiseerd wordt met kleinere ogenblikkelijke afwijkingen wat de stroomrimpel en dus bijgevolg de flux- en koppelrimpel beperkt. Verder kan de spanningsvector ook op andere wijzen ‘beter’ gerealiseerd worden door bepaalde technieken, zoals deze voor eliminatie van common-mode-emissie toe te passen. Dit resulteert in een betere prestatie van het geheel van converter en motor. De gebruikte koppelcontrole zal niet veranderen bij de toepassing op multilevel-invertoren wanneer gebruik gemaakt wordt van PWM of SVM. De modulator zal immers onafhankelijk instaan voor het vertalen van de gewenste gemiddelde spanning naar de schakelsequentie van de inverter. Alle vormen van FOC en DTC met PWM/SVM kunnen dus, zowel voor IM als PMSM toegepast worden bij multilevel-topologieën.

Andere technieken daarentegen houden wel degelijk expliciet rekening met het groter aantal spanningsmogelijkheden die de multilevel-converter biedt. Het is duidelijk dat dit beter toelaat om de voordelen van de multilevel-topologieën te benutten. Het is ook bij deze technieken dat de integratie van motor-en invertercontrole het meest voor de hand ligt. Voor alle vormen van FOC en DTC die gebruik maken van directe controle zijn er dus bijkomende opportuniteiten bij het gebruik van multilevel-topologieën. Tegelijkertijd echter zal de bijkomende complexiteit van de topologie de implementatie van een goede controle moeilijker maken. Het ontwerpen van goede directe regelaars voor invertoren met veel niveaus is dan ook een grote uitdaging. De uitbreiding van de opzoektabel voor DTC bij het verhogen van het aantal spanningsniveaus van twee naar drie ligt misschien nog voor de hand. Bij uitbreiding naar nog hogere aantallen niveaus wordt dit echter in toenemende mate een moeilijke zaak. Dit komt ook aan bod in hoofdstuk 5.

### 3.6 Besluit

Opdat een inverter de draaiveldmachine efficiënt kan voeden en controleren moet er een geschikte regelaar ontworpen worden. In dit hoofdstuk werd de koppelcon-

trole van zowel IM's als PMSM's besproken. Hierbij kwamen veldoriëntatie en directe koppelcontrole aan bod. Veldoriëntatie zorgt voor de realisatie van stroomwenswaarden die dan door een bijkomende stroomregelaar gerealiseerd worden. Directe koppelcontrole bepaalt door terugkoppeling van koppel en statorflux meteen de meest geschikte spanningsvector voor de inverter. Beide technieken kunnen uitgevoerd worden met PWM/SVM of directe controle. Voor directe koppelcontrole werd een kort overzicht gegeven van de technieken die in de literatuur te vinden zijn. Het is duidelijk dat bij directe koppelcontrole, zeker bij LT-DTC, de schakelbeslissing genomen wordt op basis van een verwachte evolutie van de statorfluxvector. Daardoor rijst de vraag of een betere voorspelling van evolutie van de statorfluxvector niet kan leiden tot een betere selectie van de schakeltoestand. Tenslotte werd opgemerkt dat deze controletechnieken ook kunnen toegepast worden bij verschillende invertortopologieën. Typisch zullen de technieken die toelaten om de voordelen van complexere topologieën ten volle te benutten meer aanpassingen vergen.



## Hoofdstuk 4

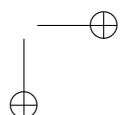
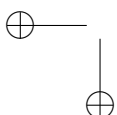
# Voorspellende regelaars voor vermogenselektronische omvormers

### 4.1 Inleiding

Samen met de evolutie van de vermogenselektronica, waarbij zowel met nieuwe halfgeleidercomponenten als met nieuwe topologieën vooruitgang werd geboekt, heeft het onderwerp van de convertercontrole zich ontwikkeld als een erg actief onderzoeksdomein. Oorspronkelijk werden de regellussen van de elektronische convertercontrole steeds analoog geïmplementeerd. Typisch werd daarbij gebruik gemaakt van ofwel klassieke continue regelaars (P, PI, PID) ofwel niet-lineaire hysteresiscomparatoren. In het geval van lineaire regelaars moet gebruik gemaakt worden van een modulator om de inverter te lineariseren, dus zowel de lineaire regelaars als de modulatieschema's werden uitgebreid geanalyseerd en ontwikkeld. In het geval van hysteresiscomparatoren is het gebruik van een modulator niet gebruikelijk; deze niet-lineaire regelaars controleren direct de schakeltoestand van de converter.

Hierbij kan opgemerkt worden dat de eerste implementaties van veldoriëntatie en directe koppelcontrole ook binnen dit kader vallen. Immers bij veldoriëntatie worden wenswaarden geproduceerd voor de stroomcomponenten die typisch via PI-regeling met een modulator gerealiseerd worden of, maar aanzienlijk minder vaak, via een hysteresisstroomregeling. Bij directe koppelcontrole steunt het regelprincipe expliciet op het gebruik van hysteresiscomparatoren.

Zowel voor de convertercontrole in het algemeen als voor de genoemde methodes van koppelcontrole mag het niet verwonderen dat met de opkomst van de digitale



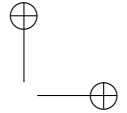
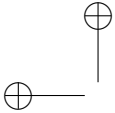
regelaars in eerste instantie de goed gekende en uitvoerig bestudeerde lineaire regelaars en hysteresisregelingen aangepast werden aan een digitale implementatie in discrete tijd. Tot op vandaag vormen deze gediscretiseerde klassieke regelaars de industriële standaard.

Daarnaast, zoals in [61] correct wordt opgemerkt en reeds in de inleiding van dit proefschrift werd aangehaald, is de evolutie van de digitale signaalverwerking de laatste decennia exponentieel geweest. Deze evolutie heeft de implementatie van nieuwe, en vaak veel complexere, regelingen mogelijk gemaakt. Een aantal van deze geavanceerde regeltechnische realisaties voor koppelcontrole van draaiveldmachines, zoals fuzzy logic, sliding mode en voorspellende regelaars kwamen reeds kort aan bod in §3.4.

Voor de ontwikkeling van de voorspellende regelaars is nauw verbonden met de evolutie van rekenkrachtige digitale processoren. Het was immers door de beschikbaarheid van voldoende snelle digitale computers dat het idee ontstond om het systeemgedrag op voorhand te berekenen en uit deze berekende waarden de optimale waarden voor de controlevariabelen te bepalen. Eind de jaren 1970 verschenen aldus de eerste artikels [62] i.v.m. modelgebaseerde voorspellende regelaars. Over de exacte ontstaansgeschiedenis van modelgebaseerde voorspellende regelaars en de eerste publicaties is er nogal wat onenigheid in de literatuur, maar zeker is dat [62] één van de vroegste implementaties is van de belangrijkste principes van modelgebaseerde voorspellende regelaars (principes die ook wel al vroeger in de literatuur waren verschenen). Zeker is ook dat bij modelgebaseerde voorspellende regelaars het de vroege praktische implementaties, voornamelijk bij trage processen in de chemische procesindustrie, waren die het academische onderzoek ervan hebben uitgelokt. Na enkele decennia van onderzoek en implementaties omvat het domein van de modelgebaseerde voorspellende controle een grote verscheidenheid aan algoritmes die aanleiding hebben gegeven tot een ganse familie van regelaars.

In dit hoofdstuk worden de belangrijkste concepten van voorspellende controle uiteengezet. Daartoe worden eerst de principes en eigenschappen behandeld die gemeenschappelijk zijn voor de meeste voorspellende algoritmes. Ook worden de bijzonderheden van modelgebaseerde voorspellende regelaars besproken. Deze principes geven aanleiding tot de opdeling van het algoritme in enkele hoofdcomponenten. De mogelijke invulling van deze componenten voor een (modelgebaseerde) voorspellende regelaar wordt in meer detail uitgewerkt. Aan de hand hiervan wordt een overzicht van enkele belangrijke types van voorspellende regelaars gegeven die vrij uiteenlopende basisideeën omvatten. Hierbij wordt specifiek gefocust op die domeinen van voorspellende regelaars die interessant zijn voor de controle van vermogenselektronische voedingen.





Om het hoofdstuk af te sluiten wordt een toepassingsvoorbeeld gegeven voor de finite-set modelgebaseerde voorspellende controle van een driefasige invertor met drie spanningsniveaus en een resistief-inductieve last. Dit voorbeeld illustreert, via de implementatie van een specifieke voorspellende regelaar, de principes en eigenschappen die in het begin van dit hoofdstuk behandeld worden. Door de relatieve eenvoud van het voorbeeld is enerzijds een vlotte overgang van de basisprincipes in dit hoofdstuk naar de verschillende regelaars van hoofdstuk 5 mogelijk. Anderzijds vormt de beschouwde last een goede opstap naar de controle van draaiveldmachines. Deze regelaar van deze toepassing wordt ook gebruikt bij indirecte veldoriëntatie van een inductiemachine. Als dusdanig vormt het toepassingsvoorbeeld ook een alternatief voor de regelaars van hoofdstuk 5 waar de directe koppelcontrole van draaiveldmachines met voorspellende regelaars besproken wordt.

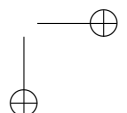
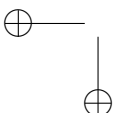
## 4.2 Voorspellende regelaars versus modelgebaseerde voorspellende regelaars

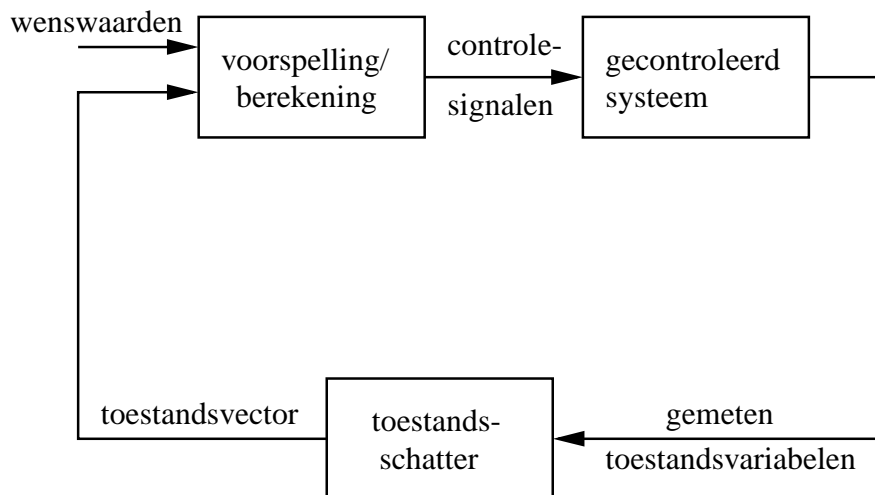
In de voorgaande inleiding werd kort de rationale achter voorspellende regelaars aangehaald, namelijk de mogelijkheid om na bemonstering van de systeemvariabelen via voorspellingen voor het systeem de meest geschikte controle-actie te ondernemen. Een algemeen schema voor voorspellende regelaars is gegeven in figuur 4.1. Centraal staat het functieblok “voorspelling/berekening” waarbij op basis van de huidige toestandsvariabelen  $\mathbf{x}$  en de gewenste evolutie  $\mathbf{w}$  de meest geschikte controle-actie  $\mathbf{u}$  berekend wordt<sup>1</sup>. Essentieel hierbij is dat in het functieblok “voorspelling/berekening” aan twee voorwaarden voldaan wordt:

- er wordt rekening gehouden met de voorziene evolutie van het systeem ten gevolge van het aanleggen van een bepaalde controle-actie
- er zijn duidelijke criteria waarmee de evaluatie van de ‘meest geschikte’ controle-actie kan gebeuren, dit wil zeggen dat er sprake is van een zekere graad van geschiktheid voor de gekozen controle-actie.

Eens de controle-actie aangelegd is zal het systeem reageren en op het volgende bemonsteringsogenblik worden nieuwe waarden voor de gemeten toestandsvariabelen bekomen. Indien de gemeten toestandsvariabelen ook de gecontroleerde toestandsvariabelen zijn, kunnen deze waarden direct gebruikt worden in het “voorspelling/berekening”-functieblok. Indien dit niet het geval is kunnen via een model van het systeem uit de gemeten toestandsvariabelen de relevante toestandsvariabelen berekend worden en vervolgens gebruikt worden in het “voorspelling/

<sup>1</sup>Om de bespreking algemeen te houden, wordt uitgegaan van een systeem met meerdere inputs en outputs. De toestand en de ingang zijn dan ook vectoren





Figuur 4.1: Basisschema voorspellende regelaars

berekening"-functieblok. Hoe dan ook realiseert de voorspellende regelaar een gesloten-kringregeling van de gecontroleerde variabelen. Op het volgende bemonsteringsogenblik zal de regelaar immers de nieuwe, meest geschikte controle-actie bepalen en ondernemen.

Het hier beschreven principe ligt aan de basis van alle voorspellende regelaars. Conceptueel is het erg eenvoudig, maar er kan een zeer goede controle mee bereikt worden. Door zijn algemeenheid zijn er echter veel mogelijke strategieën die kunnen gerealiseerd worden op basis van dit principe. Al deze strategieën zullen in essentie een andere invulling geven aan het "voorspelling/berekening"-functieblok. In [14] wordt een onderscheid gemaakt tussen hysteresis-gebaseerde, trajectorie-gebaseerde en modelgebaseerde strategieën voor de voorspellende controle van inductiemachines. Bovendien ondernemen Linder et al. in [14] een verdienstelijke poging om een taxonomie<sup>2</sup> op te stellen voor een groot aantal voorspellende controles van inductiemachines. Een dergelijke taxonomie is echter niet eenvoudig op te stellen aangezien de overgang tussen de hoofdtypes niet steeds duidelijk is en vele strategieën bevatten elementen van verschillende hoofdtypes. Een veel zinnigere onderverdeling die Linder et al. maken is een classificatie volgens de voorspellingshorizon en de manier van invertercontrole. Een onderscheid volgens deze criteria komt later in dit hoofdstuk en in hoofdstuk 5 uitgebreider aan bod.

<sup>2</sup>Of typologie naargelang men al dan niet de nadruk wil leggen op het vooraf definiëren van de drie hoofdtypes.

Bovendien biedt een classificatie volgens de lengte van de voorspellingshorizon de mogelijkheid om een formeel onderscheid te maken tussen modelgebaseerde voorspellende controle (model based predictive control, MBPC) en generieke voorspellende controle (predictive control). Dit onderscheid wordt immers niet enkel in [14] gemaakt, maar wordt ook elders in de literatuur [61] stelselmatig gemaakt. Zoals te verwachten, is het onderscheid tussen MBPC en voorspellende controle grotendeels artificieel en bestaat er een grijze zone waarbij het niet eenvoudig is om regelaars in te delen bij het ene of andere type. Dit wordt in de hand gewerkt doordat zowel MBPC als voorspellende controle geen unieke technieken zijn, maar eerder een set methoden. Bovendien verschilt de definitie van MBPC van auteur tot auteur. Door de benaming zou men kunnen geneigd zijn om te denken dat voorspellende controle, in tegenstelling tot modelgebaseerde voorspellende controle, geen gebruik maakt van een model om de voorspellingen te doen. Dit wordt bovendien versterkt doordat het expliciete gebruik van een model steeds genoemd wordt als kenmerk van MBPC [63, 64]. Dit kan uiteraard niet het onderscheid zijn tussen beide categorieën. Zonder model kan geen sprake zijn van voorspellingen (of omgekeerd geformuleerd: de mogelijkheid om voorspellingen te doen impliceert dat er een zeker model voor handen is). Een synthese van de kenmerken van MBPC volgens [14, 63, 64] levert de volgende lijst op:

1. de controle-actie hangt af van voorspeld gedrag over de voorspellingshorizon
2. een expliciet gebruik van een model om het voorspelde gedrag te berekenen
3. de voorspellingshorizon kan zeer lang zijn
4. de controle-sequentie wordt bepaald door het optimaliseren van een kostenfunctie
5. de ‘receding horizon’: de eerste controle-actie van de optimale sequentie wordt bij elk bemonsteringsmoment aangelegd en vervolgens wordt de sequentie over de volledige horizon opnieuw uitgerekend.

Uit bovenstaande lijst is duidelijk dat het kenmerken 3 en 4 zijn die het onderscheid maken tussen generieke voorspellende controle en MBPC, kenmerken 1-2 en 5 zijn immers voor beide categorieën van toepassing. Dit betekent ook dat de vaak gebruikte alternatieve aanduiding van MBPC als Receding Horizon Control (RHC) geen duidelijke afbakening biedt. Andere alternatieve aanduidingen als Model Predictive Control (MPC) en Long-Range Predictive Control (LRPC) zijn wel acceptabel, waarbij Long-Range zeer duidelijk slaat op de voorspellingshorizon die zeer lang kan zijn. Daarbij dient opgemerkt te worden dat LRPC zelfs een zeer treffende omschrijving is, maar wel dient geïnterpreteerd te worden als

‘de mogelijkheid hebben tot een zeer lange horizon’ en niet als een verplichting. MBPC is immers ook mogelijk met een korte voorspellingshorizon.

Als werkingsdefinitie zal in dit proefschrift dus het onderscheid tussen MBPC en voorspellende controle gemaakt worden op basis van:

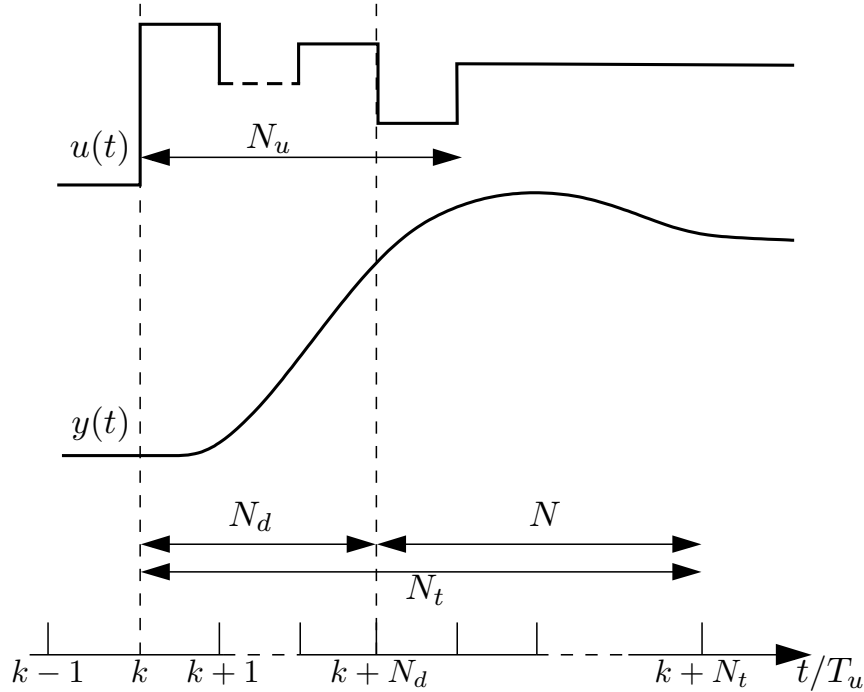
- de mogelijks lange voorspellingshorizon voor MBPC, waar voor generieke voorspellende controle de horizon slechts 1 update-periode bedraagt
- de optimalisatie van een kostenfunctie voor MBPC, waar bij generieke voorspellende controle de notie van optimaliteit ontbreekt of anders ingevuld wordt.

### 4.3 Componenten en eigenschappen van modelgebaseerde voorspellende regelaars

Hoewel modelgebaseerde voorspellende regelaars in sterk uiteenlopende versies voorkomen, zijn al deze regelaars (in tegenstelling tot ‘generieke voorspellende regelaars’) wel verbonden door een vaste methodologie. De algemene methodologie van MBPC-regelaars wordt gekenmerkt door de volgende drie stappen:

1. Uitgaande van een meting van de toestand op update-ogenblik  $k$  worden de toekomstige waarden van de gecontroleerde toestandsvariabelen voor ieder update-ogenblik  $k + i$  met  $i \in [1, N_t]$  van de totale horizon berekend aan de hand van een systeemmodel op het update-ogenblik  $k$ . De totale horizon voor de modelgebaseerde voorspellende controle is weergegeven in figuur 4.2, de totale horizon  $N_t$  bestaat uit de dode tijd van  $N_d$  update-periodes en de voorspellingshorizon van  $N$  update-periodes. Een controlesignaal  $\mathbf{u}^{k+i}$  met  $i > 0$  kan de evolutie van  $\mathbf{y}^{k+i}$  met  $i \in [1, N_d]$  niet meer beïnvloeden. Een digitale regelaar heeft minstens een vertraging van één update-periode. Wanneer op het update-ogenblik  $k$  een controlesignaal geselecteerd wordt, kan het effect ervan op de toestandsvariabelen van het systeem immers maar ten vroegste worden waargenomen op update-ogenblik  $k + 1$ . In het tijdsinterval  $[k, k + N_d]$  kan de regelaar op basis van een meting op het update-ogenblik  $k$  dus niet meer ingrijpen.

Slechts vanaf  $k + N_d$  start dus de voorspellingshorizon  $N$  waarvoor de evolutie van de waarden  $\mathbf{y}^{k+N_d+i}$  met  $i \in [1, N]$  berekend wordt voor de mogelijke controlesignalen  $\mathbf{u}^{k+i}$  met  $i \in [1, N_u]$ . De horizon voor het wijzigen van de controlesignalen dient dus niet noodzakelijk even groot te zijn als de horizon voor het voorspellen van de evolutie van de toestandsvariabelen. Daarom wordt  $N$  de voorspellingshorizon genoemd en wordt de verandering van controlesignalen slechts toegelaten over de controlehorizon die



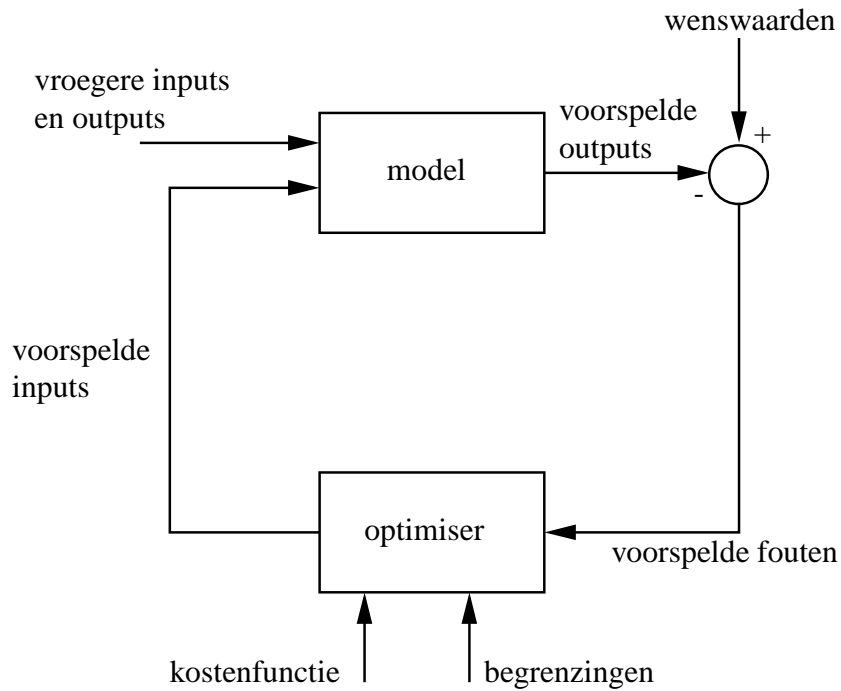
Figuur 4.2: Principe MBPC

bestaat uit  $N_u$  update-periodes. Wanneer  $N_u < N$  kunnen de controlesignalen variëren over de eerste  $N_u$  update-periodes en wordt de controle daarna constant:  $\mathbf{u}^{k+i} = \mathbf{u}^{k+N_u}$  voor  $i \in [N_u + 1, N_t - 1]$ .

2. Uit alle mogelijke sequenties van controlesignalen wordt de optimale, dit wil zeggen deze die de gecontroleerde toestandsvariabelen het dichtst bij de wenswaarden  $\mathbf{w}^{k+i}$  houdt, geselecteerd door over de voorspellingshorizon een kostenfunctie van de voorspelde fouten  $\mathbf{e}^{k+N_d+i} = \mathbf{w}^{k+N_d+i} - \mathbf{y}^{k+N_d+i}$  met  $i \in [1, N]$  te minimaliseren.

Indien gewenst kan een kost voor de controlesignalen in rekening gebracht worden. Ook beperkingen op de controlesignalen of toestandsvariabelen kunnen bij de optimalisatie in rekening gebracht worden.

3. Enkel het eerste controlesignaal  $\mathbf{u}^{k+1}$  uit de optimale sequentie wordt aangelegd. Op het volgende update-ogenblik  $k+1$  wordt immers de voorspelling en optimalisatie opnieuw uitgevoerd. Hierdoor wordt de volledige voorspellingshorizon verschoven over 1 update-periode. Dit concept wordt meestal met de term 'receding horizon' aangeduid.



Figuur 4.3: Basisschema MBPC

Deze methodologie kan door het algemene schema van figuur 4.3, zoals ook gebruikt in [64], voorgesteld worden. Hierbij staan de functieblokken voor het voorspellingsmodel en de optimalisatie centraal, deze vormen samen immers de kern van de MBPC-methode. Belangrijke werkingsvoorwaarden voor de optimalisatie zijn gegeven door de kostenfunctie en de begrenzungen.

#### 4.3.1 Componenten

Hoewel met het hiervoor beschreven schema veel verschillende varianten voor MBPC kunnen gerealiseerd worden, enkele hiervan komen in §4.5 aan bod en [63, 64] geven uitgebreide besprekingen en referenties, zijn steeds dezelfde basiscomponenten zoals voorspellingsmodel en optimalisatie aanwezig. Deze verdienen dan ook een uitgebreidere bespreking.

#### A. Model

Aangezien de evolutie van de toestandsvariabelen in de toekomst moet voorspeld worden is een model absoluut onontbeerlijk. Het is daarbij belangrijk dat het model het verband tussen enerzijds de huidige gemeten toestandsvariabelen en de controlesignalen (zowel huidige als toekomstige) en anderzijds de toekomstige waarden bevat. In principe zijn er verder geen vereisten aan de vorm of realisatie van het model, het kan bijvoorbeeld even goed lineair of niet-lineair zijn. Het model moet zelfs niet erg precies zijn. In [63] worden de vereisten voor het model omschreven als ‘fit for purpose’, het model is geschikt voor gebruik in MBPC indien de voorspellingen ‘voldoende’ accuraat zijn. Dit moet reeds bij het modelleren en identificeren in het achterhoofd gehouden worden. Het modelleren van effecten die niet bijdragen tot een relevante<sup>3</sup> verbetering van de voorspellingskwaliteit moet dan immers vermeden worden. Bij voorkeur wordt het eenvoudigste model gebruikt dat ‘fit for purpose’ is. Hierop wordt later nog uitvoerig teruggekomen. In [64] wordt naast de eis voor voldoende nauwkeurige voorspellingen voorop gesteld dat het model intuïtief moet zijn en theoretische analyse toelaten. Hoewel deze laatste twee eigenschappen mooi meegenomen zijn, voor een aantal redenen die later nog aan bod komen, lijkt het eisen van deze eigenschappen toch wat overdreven. Hoewel er conceptueel geen vereisten zijn voor het model, blijkt toch dat voor de meeste beschreven MBPC-algoritmes lineaire modellen gebruikt worden. Vooral in de chemische procesindustrie worden processen vaak gemodelleerd via hun impulsantwoord of stapantwoord. Het gebruik van transferfuncties en lineaire toestandsmodellen (state space modelling) is wijder verspreid in veel andere toepassingsgebieden, en zeker binnen het domein van de vermogenslektronica en aandrijfstechniek. De reden dat meestal lineaire (vaak gelineariseerde) modellen verkozen worden, ligt in de aanzienlijk eenvoudigere optimalisatie en de mogelijkheid om (onder bepaalde voorwaarden) een analytische uitdrukking te krijgen voor de regelaar.

#### B. Kostenfunctie

Om de controle-actie in de volgende update-periode te bepalen moeten de verschillende mogelijkheden geëvalueerd worden op hun geschiktheid. Voor de implementatie is dus een numerieke definitie van deze geschiktheid nodig, namelijk de kostenfunctie. Zoals aangegeven in [63] is de selectie van de kostenfunctie een onderwerp waar veel discussie over is. Verder in dit proefschrift zal het systematisch beoordelen van verschillende kostenfuncties nog aan bod komen (zie §4.6 p.127, §5.7 p.227, §5.9 p.255).

<sup>3</sup>Dus niet alleen significant van grootte, maar ook van die aard dat er een invloed is op de optimalisatie.

Belangrijk is wel dat bij de keuze, of beter nog het ontwerp, van de kostenfunctie een aantal basisprincipes gerespecteerd worden. De belangrijkste voorwaarde is dat de kost afhangt van de toekomstige fouten van de gecontroleerde toestandsvariabelen (wat meteen betekent dat toekomstige wenswaarden gekend of voorspeld kunnen worden) en dat een lage kost daadwerkelijk overeenstemt met gewenst systeemgedrag. Alhoewel dit laatste aspect misschien triviaal lijkt, moet bij het ontwerp van de kostenfunctie hier toch voldoende aandacht besteed worden. Vooral voor multivariabele controlesystemen is dit een belangrijk aandachtspunt. Typisch zal de kostenfunctie dan ook opgebouwd worden uit termen die gewenst gedrag van specifieke gecontroleerde variabelen uitdrukken en is de kostenfunctie een gewogen gemiddelde van deze termen.

Het gebruik van een kostenfunctie introduceert meteen een aantal parameters die zowel voor de goede werking als de praktische implementeerbaarheid van de regelaar goed moeten worden gekozen. De genoemde gewichtsfactoren horen hierbij, maar ook de waarden van  $N_u$  en  $N$ .

De kostenfunctie kan ook worden gebruikt om een aantal begrenzingsen in rekening te brengen, zoals verder besproken wordt.

### C. Begrenzingsen

Iedere werkelijke toepassing is onderhevig aan begrenzingsen. Eén van de grote voordelen van het gebruik van MBPC is het feit dat begrenzingsen direct in rekening kunnen gebracht worden bij het bepalen van de meest geschikte controle-actie. Dit biedt bijzonder grote voordelen t.o.v. meer klassieke regelaars waar bijzondere voorzorgen moeten getroffen worden om deze begrenzingsen te realiseren (bvb. het respecteren van de maximale stroom of koppel) of de gevolgen ervan op te vangen (bvb. de anti-windup die nodig is bij een gesatureerde PI-regeling). De voordelen van het systematisch in rekening kunnen brengen van begrenzingsen zijn bijzonder groot, maar tegelijkertijd moet dit weloverwogen gebeuren om de realiseerbaarheid van de optimalisatie te garanderen.

De begrenzingsen kunnen nodig zijn voor zowel controlesignalen  $u$  als voor de toestandsvariabelen, wat zowel gecontroleerde als niet-gecontroleerde variabelen omvat, en limiteren typisch de variabelen en hun verandering tussen minimale en maximale waarden. Deze begrenzingsen drukken typisch de minimale en maximale waarden van de controlesignalen uit (een duty-ratio groter dan 100% bekomen uit de optimalisatie heeft immers weinig zin). Daarnaast drukken ze ook de voorwaarden uit die ervoor zorgen dat de toepassing veilig (bvb. het beperken van de maximale stroom of spanning bij bepaalde componenten), langdurig (bvb. regelmatige overbelasting vermijden) en economisch (bvb. het rendement verhogen) gecontroleerd kan worden.



#### D. Optimalisatie

De kostenfunctie is dus zo opgesteld dat lagere waarden ervan overeenstemmen met goede controlekwaliteit. Als gevolg hiervan zal de laagste kost de beste kwaliteit opleveren en kan door een minimalisatie van de kostenfunctie de optimale sequentie van controlesignalen bekomen worden. Met het in rekening brengen van de begrenzingen wordt zelfs de optimale sequentie voor het begrensde probleem gevonden. Het realiseren van een optimale controle is dan ook één van de meest genoemde voordelen van MBPC. Hierbij dient echter, zoals ook in [63], te worden opgemerkt dat werkelijke optimale controle uitgaat van een oneindige horizon en dat dus  $N = N_u = \infty$ . Bij MBPC is niet aan deze voorwaarden voldaan en hoewel de optimalisatie wel degelijk de optimale controlesignalen geeft over de gebruikte horizon, zijn deze strikt genomen suboptimaal. Algemeen wordt aangenomen dat voor voldoende grote  $N - N_u$  en  $N_u$  de verschillen tussen de suboptimale en optimale oplossing verwaarloosbaar klein zijn.

Voor de optimalisatie van de kostenfunctie kan aangetoond worden, zie [63, 64], dat voor een lineair voorspellingsmodel met een kwadratische kostenfunctie zonder beperkingen een analytische oplossing bekomen wordt. Deze analytische oplossing is een vaste, lineaire toestandsterugkoppeling. Voor lineaire (of stuksgewijs lineaire) systemen zonder begrenzingen is de regelaar dus zeer eenvoudig te implementeren. Wanneer begrenzingen in rekening gebracht worden, één van de grote voordelen van MBPC, is de optimalisatie zelfs voor lineaire systemen niet meer analytisch uit te voeren. Dit betekent dat voor een typische kwadratische kostenfunctie een ‘quadratic programming’ (QP) probleem dient opgelost te worden. Dit dient online te gebeuren aangezien het probleem afhangt van de systeemtoestand. In de literatuur is reeds zeer veel aandacht besteed aan ‘quadratic programming’ en er bestaan bijgevolg veel efficiënte solvers voor deze problemen. Desalniettemin zal het online oplossen van QP’s zware rekentechnische vereisten stellen. Daarom wordt het probleem dan ook vaak offline opgelost en gebeurt de online evaluatie met een opzoektabel of search tree.

Wanneer niet-lineaire systemen gecontroleerd moeten worden en geen passende linearisatie of transformatie gebruikt kan worden om het probleem handelbaarder te maken, of wanneer er sprake is van niet-lineaire begrenzingen, kunnen ook QP solvers geen oplossing meer bieden. In dat geval wordt de optimalisatie rekentechnisch zeer zwaar, zelfs met de meest efficiënte ‘nonlinear programming’ (NLP) solvers.

Optimalisatie-algoritmes vormen een onderzoeksdomein op zich en vallen buiten het kader van dit proefschrift. Een goede inleiding en verdere verwijzingen zijn te vinden in hoofdstuk 12 van [63].

### 4.3.2 Eigenschappen

Ten gevolge van de hierboven beschreven principes hebben MBPC-regelaars een aantal specifieke eigenschappen. Hier worden de belangrijkste op een rijtje gezet en toegelicht via de MBPC-principes. Bovendien wordt het nut van deze eigenschappen voor de controle van vermogenslektronica besproken.

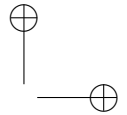
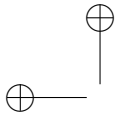
#### A. Controlesignalen gebaseerd op voorspellingen

Hoe triviaal deze eigenschap ook lijkt, ten slotte handelt dit hoofdstuk over voorspellende regelaars, is het zeer belangrijk om de volledige implicaties te beseffen van het feit dat de controlesignalen gebaseerd zijn op voorspellingen. Zoals in [63] ook wordt opgemerkt kan zo een sequentie van controlesignalen gebruikt worden die niet tot problemen leiden in de toekomst. Er kan immers voor geopteerd worden om niet die controlesignalen te gebruiken die op korte termijn goede resultaten geven, maar diegene die over een langere horizon goede (en stabiele) controle toelaten. In het volgende hoofdstuk wordt dit geïllustreerd aan de hand van de stabiliteit bij directe koppelcontrole. Ook door rekening te houden met begrenzingsen leveren de voorspellingen veel op. Zo kunnen begrenzingsen op de stroomamplitude en voor de thermische belasting van inverter en/of machine vermijden dat stroom- en temperatuursbeveiligingen van de aandrijving actief worden. Hierdoor kan dus de onnodige uitschakeling van de aandrijving vermeden worden.

#### B. Gebruik van toekomstige wenswaarden

Net omdat voorspellingen gebruikt worden om de controle uit te voeren, moeten de toekomstige wenswaarden van de gecontroleerde variabelen in principe gekend zijn. In de praktijk is het niet altijd zo. In dergelijke gevallen worden typisch constante wenswaarden verondersteld  $\mathbf{w}^{k+i} = \mathbf{w}^k$  voor  $i \in [1, N_t]$ . Indien de wenswaarden niet constant zijn, zal dit algemeen weinig problemen veroorzaken gezien de korte update-periodes. Natuurlijk zal het transiënt gedrag wel verminderen bij een optimalisatie met incorrecte wenswaarden. Voor veel toepassingen in de aandrijftechniek, bijvoorbeeld veldoriëntatie ( $i_d$  en  $i_q$  constant in regime) of DTC ( $T$  en  $|\Psi_s|$ ), levert een werking bij veronderstelling van constante wenswaarden in regime aanvaardbare resultaten. Voor sommige toepassingen zijn de wenswaarden verre van constant maar zijn deze wel goed gekend (of goed te schatten). Bij de stroomcontrole met een sinusoidale wenswaarde bijvoorbeeld zijn de toekomstige wenswaarden eenvoudig te berekenen.

Het is duidelijk dat wanneer de toekomstige wenswaarden gekend zijn, het gebruiken van deze kennis in een betere controle kan resulteren. Bij toepassingen in de aandrijftechniek zijn de toekomstige wenswaarden meestal niet gekend. Hoewel



dit geen echt probleem stelt, moet het gebruik van toekomstige wenswaarden voor de controle in deze toepassingen dus niet echt als voordeel gezien worden.

### *C. Expliciet discrete-tijd regelaar*

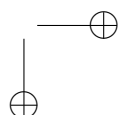
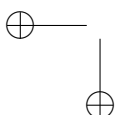
In tegenstelling tot veel andere regelaars die worden ontworpen in het continue-tijdsdomein en vervolgens worden omgevormd tot een versie in discrete tijd voor implementatie in DSP of FPGA, zijn MBPC-regelaars inherent in het discrete-tijdsdomein opgesteld. Dit is sowieso een aanzienlijk voordeel tijdens de implementatie. In de context van vermogenselektronische controle echter zijn de voordelen nog groter. De vermogenselektronische omvormer en de last vormen immers een hybride systeem door de discrete schakeltoestanden van de omvormer. Een MBPC-regelaar is bij uitstek in staat om in discrete-tijd dit gemengd continue-discrete systeem te controleren.

### *D. Multi-variabele regelaar*

MBPC-regelaars zijn door hun structuur niet enkel in staat om zowel met continue als discrete variabelen om te gaan, ze zijn ook intrinsiek multivariabel. De meeste regelaars hebben slechts één input (de gecontroleerde variabele of een fout-sigitaal ervan) en één uitgang (de controlevariabele). Deze regelaars worden ook SISO-regelaars (Single Input Single Output) genoemd. De meeste gecontroleerde systemen echter hebben meerdere inputs en outputs (ze zijn MIMO: Multiple Input Multiple Output). Om dan een goede controle te bekomen, moeten min of meer ingewikkelde compensatie- en ontkoppelingsschema's ontworpen worden zodat de controle met SISO-regelaars (PID-regelaars bijvoorbeeld) kan uitgevoerd worden. Zelfs dan zal het ontwerp bijzonder moeilijk zijn en weinig robuust. MIMO-systemen kunnen echter bijzonder goed geregeld worden met MBPC. Bovendien is dit vrij eenvoudig en op een systematische manier te doen. Het volstaat immers om alle inputs te gebruiken bij het berekenen van de voorspelde waarden en in de kostenfunctie voor iedere gecontroleerde variabele een term toe te voegen.

### *E. Tuning van de regelaar*

Eens de keuze voor een bepaald type MBPC-regelaar gemaakt is en het ontwerp van de regelaar vastligt (keuze van voorspellingsmodel, horizonnen  $N$  en  $N_u$ , begrenzingsen en kostenfunctie), blijven er weinig parameters over die moeten getuned worden om een goede regeling te bekomen. Enkel de gewichtsfactoren in de kostenfunctie moeten nog gekozen worden, wat vrij intuïtief kan gebeuren. Een hogere gewichtsfactor voor een bepaalde term zal immers de fout van die gecontroleerde variabele relatief sterker laten doorwegen en dus kleinere afwijkingen



bewerkstelligen. Dit betekent spijtig genoeg nog niet dat een goede keuze voor deze parameters eenvoudig is. Bovendien wordt deze keuze momenteel veelal op basis van trial-and-error gemaakt.

#### *F. Realiseerbaarheid van het optimalisatieprobleem*

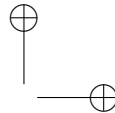
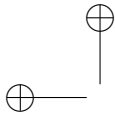
Realiseerbaarheid<sup>4</sup> van een optimalisatieprobleem wordt gebruikt om aan te duiden of voor een bepaald probleem het wel mogelijk is om een oplossing te vinden die aan de gestelde begrenzingsen voldoet.

De systematische mogelijkheid om bij MBPC-regelaars de begrenzingsen in rekening te brengen werd reeds vroeger in dit hoofdstuk besproken. Deze begrenzingsen zullen er echter niet enkel voor zorgen dat de optimalisatie niet meer analytisch kan gebeuren, maar ook de realiseerbaarheid van de optimalisatie kan in gedrang komen (dan treden infeasibilites op). Het kan immers best voorkomen dat er geen enkele oplossing is die aan alle begrenzingsen voldoet of de gecontroleerde variabelen in de juiste richting stuurt. Vaak ontstaan infeasibilites door te strenge en elkaar tegenwerkende begrenzingsen. De begrenzingsen (zoals eerder aangehaald) hebben echter verschillende doelen. Als dusdanig moeten sommige van deze begrenzingsen noodzakelijk gerespecteerd worden terwijl anderen slechts bij voorkeur gerespecteerd moeten worden. Daarom wordt vaak een onderscheid gemaakt tussen:

- harde begrenzingsen: fysische limieten en veiligheidsaspecten waarbij het niet respecteren van de begrenzing onmogelijk is of schade berokkent bvb. maximumwaarden van controlesignalen, maximale stromen, ...
- zachte begrenzingsen: waarbij het mogelijk is deze niet te respecteren met ongewenste maar niet desastreuze gevolgen bvb. economische begrenzingsen, productieverlies, mogelijke vermindering van de levensduur van de installatie, ...

Daarbij kan aan de zachte begrenzingsen nog een zekere prioriteit gegeven worden. Het opdelen in harde begrenzingsen die steeds moeten gerespecteerd worden en zachte begrenzingsen die in de volgorde van prioriteit moeten gerespecteerd worden, helpt om de optimalisatie realiseerbaar te maken. Merk op dat voor het realiseren van bepaalde werkingspunten van de aandrijving zowel zachte begrenzingsen met lage prioriteit kunnen gebruikt worden als termen in de kostenfunctie met een lage gewichtsfactor. De keuze en de specifieke implementatie moet door de ontwerper van de regelaar gebeuren en goed afgewogen worden. In hoofdstuk 5 stelt deze keuze zich.

<sup>4</sup>In de literatuur gebruikt men de termen ‘feasibility’ en ‘infeasibility’ om aan te geven of een optimalisatieprobleem al dan niet realiseerbaar is.



In ieder geval zal realiseerbaarheid een aandachtspunt moeten zijn bij het ontwerpen van een MBPC-regelaar.

#### *G. Robuustheid bij variaties*

Hoewel het goed modelleren van het gecontroleerde systeem en het bekomen van goede metingen belangrijk is, zullen er steeds modellerings- en meetfouten aanwezig zijn in een werkelijke MBPC-implementatie. De gevoeligheid aan (of de robuustheid tegen) deze fouten zal erg sterk afhangen van het type MBPC-regelaar die geïmplementeerd wordt en zal hier niet verder besproken worden. De robuustheid van de regelaars voor specifieke implementaties bij vermogenselektronische controle zal wel aan bod komen verder in dit hoofdstuk en in hoofdstuk 5. Het verband tussen de structuur van het voorspellingsmodel en de robuustheid van MBPC-regelaars wordt in hoofdstuk 10 van [63] behandeld voor een aantal eenvoudige situaties, deze zijn echter niet van toepassing op de implementaties in de context van vermogenselektronische controle zoals verder besproken.

### **4.4 Opties bij (modelgebaseerde) voorspellende regelaars voor vermogenselektronische omvormers**

Uiteraard zijn er voor elk van de in §4.3 besproken componenten verschillende opties bij de implementatie van een MBPC-regelaar. Deze hebben hun gevolgen voor de controlekwaliteit en de implementatievereisten. Hoewel generieke voorspellende regelaars (dus buiten het MBPC-kader, typisch met  $N_t = 1$ ) niet alle componenten gemeenschappelijk hebben met MBPC-regelaars, lopen de opties bij implementatie vrij gelijk. Vooral een aantal conceptuele keuzemogelijkheden zullen in grote mate de uiteindelijke implementatie bepalen, deze worden hier besproken voor vermogenselektronische controle.

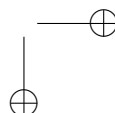
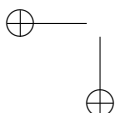
De implementatievormen die ontstaan door een aantal van deze keuzes te maken worden in meer detail behandeld in §4.5.

#### **4.4.1 Keuze van voorspellingsmodel**

##### *A. MBPC*

Vermogenselektronische omvormers en hun last vormen niet-lineaire systemen die slechts correct kunnen beschreven worden met niet-lineaire modellen. Die mogelijke niet-lineariteit van het model heeft verschillende oorzaken<sup>5</sup>. Een niet exhaus-

<sup>5</sup>Merk op dat een lineair effect (lineaire invloed van een toestandsvariabele op een parameter bijvoorbeeld) in het model een niet-lineaire term kan veroorzaken (product van deze parameter met een toestandsvariabele).



tieve lijst omvat:

- discrete schakeltoestanden: deze harde niet-lineariteit resulteert in een beschrijving als hybride systeem of wordt gelineariseerd door gebruik te maken van een modulator
- niet-lineair gedrag tijdens het schakelen: het in- en uitschakelen van de MOSFET's of IGBT's is ook een niet-lineair proces
- magnetische verzadiging en skin-effect
- de aanwezigheid van de tegen-emk bij elektrische machines die uitgedrukt kan worden als het product van toestandsvariabelen.

Bovendien zijn deze fysische niet-lineariteiten niet de enige oorzaak voor het gebruik van niet-lineaire modellen. Bij de stroom- en koppelcontrole van machines is het immers vaak wenselijk of noodzakelijk, zie hoofdstuk 3 en bijlage A, om de controle uit te voeren in een referentiestelsel dat afhankelijk is van de toestandsvariabelen. Dit introduceert transformatiematrices die typisch niet-lineaire termen bevatten (bij rotatiematrices worden de cosinus en de sinus van de rotatiehoek gebruikt).

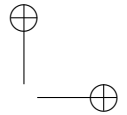
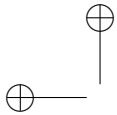
Een model dat één of meerdere van deze niet-lineariteiten bevat kan gebruikt worden bij voorspellende controle. Dit heeft echter serieuze implicaties op de optimalisatie. Daarom kan ook gebruik gemaakt worden van gelineariseerde modellen.

Los van het detail van de modellering van de aandrijving zal een eerste breuklijn tussen verschillende implementatietypes gevormd worden door het type model: lineair of niet-lineair, zuiver dynamisch of hybride.

### B. Voorspellende regelaars

Bij voorspellende regelaars buiten het MBPC-kader is de keuze van het voorspellingsmodel uiteraard ook erg belangrijk voor de controlekwaliteit. Zonder de vaste methodiek voor MBPC-regelaars is de keuze van het model nog vrijer. Aangezien de horizon normaal gezien slechts één update-periode bedraagt en er geen optimalisatie gebeurt, kan een complexer niet-lineair model gebruikt worden zonder dat dit de rekenlast dermate groot maakt dat een online implementatie in het gedrang komt. Tegelijkertijd zal bij een korte voorspellingshorizon de accuraatheid van het model meestal een kleinere rol spelen. De afwezigheid van een kostenfunctie heeft nog twee duidelijke gevolgen:

- de systematische behandeling van het MIMO-karakter van elektrische aandrijvingen is zeer moeilijk tot onmogelijk
- de voorspellingen moeten niet noodzakelijk numeriek uit te drukken zijn.



Bijgevolg worden vaak modellen gebruikt die slechts de evolutie van één variabele voorspellen en controleren, meestal zonder de koppeling met de andere variabelen in acht te nemen. Bovendien is het begrip ‘model’ hier in zijn meest algemene vorm te interpreteren. De verscheidenheid aan types modellen zal dus nog groter zijn dan bij MBPC-regelaars.

#### 4.4.2 Keuze van controlesignalen

##### A. MBPC

Reeds aan het begin van dit hoofdstuk en in de voorgaande hoofdstukken werd de aandacht gevestigd op het feit dat de convertercontrole kan gebeuren op twee manieren: direct of met een modulator. In het eerste geval wordt door de controle één van de mogelijke schakeltoestanden geselecteerd en aangelegd. In het tweede geval zal de regelaar ofwel een bepaalde duty ratio als uitgang hebben ofwel een ruimtevector waarbij dan de modulator een geschikte opeenvolging van de mogelijke schakeltoestanden realiseert.

Het is duidelijk dat bij directe controle het controlesysteem zowel met continue als met discrete waarden werkt, daarom worden deze regelaars Mixed Logical Dynamical Systems (MLD) of Hybrid Systems genoemd [13, 14]. Wanneer een modulator gebruikt wordt, zullen echter de controlesignalen ook continu zijn<sup>6</sup>.

Het is duidelijk dat de keuze voor het gebruik van een modulator dan wel voor directe controle een tweede breuklijn vormt.

##### B. Voorspellende regelaars

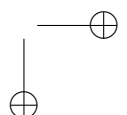
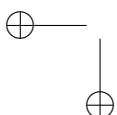
Ook bij voorspellende regelaars buiten het MBPC-kader vormt het gebruik van ofwel een modulator ofwel directe controle een belangrijke conceptuele breuklijn.

#### 4.4.3 Keuze van optimaliteitsvoorwaarden - kostenfunctie

##### A. MBPC

De optimaliteitsvoorwaarden bij MBPC zijn uitgedrukt via de kostenfunctie. Het ontwerp van de kostenfunctie is niet steeds volledig vrij en hangt samen met de optimalisatie die verkozen wordt. Om de optimalisatie vlot analytisch te kunnen uitvoeren of om de meest efficiënte solvers te kunnen benutten, is het aangewezen om bijvoorbeeld enkel kwadratische termen in de kostenfunctie te gebruiken. Bij het afstappen van de voorwaarden op de kostenfuncties moet dus de trade-off gemaakt worden tussen eenvoudige optimalisatie en meer vrijheid in het ontwerp

<sup>6</sup>Continu slaat hier op het principiële bereik van de variabele, bij een digitale implementatie zal dit bereik nog steeds gediscrètiseerd worden (weliswaar met een groot aantal bits).



van de kostenfunctietermen. Het vasthouden aan één of ander keurslijf om de optimalisatie te faciliteren dan wel het vrije ontwerp van de kostenfunctie vormt dus opnieuw een breuklijn.

#### *B. Voorspellende regelaars*

Bij voorspellende regelaars buiten het MBPC-kader wordt geen kostenfunctie gebruikt. Bovendien is er vaak zelfs niet echt sprake van optimaliteitsvoorwaarden maar eerder voorwaarden voor de geschiktheid van een controlesignaal. De gekozen voorwaarden kunnen erg uiteenlopend zijn, maar opnieuw is het MIMO-aspect vaak onderbelicht.

### **4.4.4 Keuze van optimalisatietechniek**

#### *A. MBPC*

Bij MBPC moet dus een optimalisatieprobleem opgelost worden. Dit kan zowel online als offline gebeuren.

De optimalisatie kan analytisch gebeuren onder de strenge voorwaarden van een lineair model, kwadratische kostenfunctie en de afwezigheid van begrenzingen op toestandsvariabelen of uitgangen. Dit betekent dus ook dat een continu verloop van de controlesignalen verondersteld wordt en impliceert dus het gebruik van een modulator. Eens de optimalisatie analytisch uitgevoerd is (meestal offline) kan de regelaar eenvoudig geïmplementeerd worden (lineaire controlewet). Hoewel dit voor toepassingen in motorcontrole wel beschreven is, zie [14], is een dergelijke implementatie echter niet te verkiezen. Onder deze voorwaarden, vooral dan het verwaarlozen van de begrenzingen, kan immers geen goede controle bekomen worden. Ook in [14] wordt tot de conclusie gekomen dat dit geen wenselijke MBPC-implementatie oplevert.

Wanneer begrenzingen wel in rekening gebracht worden, is een analytische optimalisatie niet meer mogelijk en moet de optimalisatie dus numeriek gebeuren. Meestal wordt dan geopteerd om deze optimalisatie online te implementeren, de offline numerieke optimalisatie betekent immers een enorme rekenlast aangezien alle mogelijke situaties moeten worden voorzien. Om dit optimalisatieprobleem op te lossen zijn er een aantal solvers beschreven in de literatuur. De voorgaande keuzes voor model, type controlesignalen en kostenfunctie zullen het gebruik van een specifieke klasse solver dicteren. Omgekeerd kan natuurlijk ook gesteld worden dat het gebruik van een specifieke solver (om de implementatie realiseerbaar te maken) beperkingen oplegt aan model, controlesignalen en kostenfunctie. Om een online implementatie te kunnen gebruiken in een werkelijke toepassing moet de optimalisatie voldoende snel kunnen gebeuren. De optimalisatie dient dus niet alleen



online te gebeuren maar ook real-time: wanneer tijdens een update-periode het systeem bemonsterd wordt, moeten de nieuwe controlesignalen tegen het einde van de update-periode beschikbaar zijn. Voor toepassingen met hoge update-frequenties<sup>7</sup> zoals vermogenslektronische controle, is dit een zeer moeilijk maar belangrijk aspect. In dit proefschrift wordt daarom een regelaar slechts online implementeerbaar genoemd als een real-time implementatie mogelijk is. In [13] wordt wel een onderscheid gemaakt tussen online en real-time implementatie, maar dit is echter vrij nutteloos. Wanneer online optimalisatie niet mogelijk is, moet de optimalisatie offline uitgevoerd worden. Dit heeft belangrijke nadelen die verder (zie §4.5.5) aan bod komen.

Voor de online optimalisatie is het antwoord op de volgende vragen belangrijk:

- Wat is de maximale rekentijd?
- Indien de rekentijd groter is dan wat beschikbaar is, kan gegarandeerd worden dat in de beschikbare tijd benaderende oplossingen gevonden worden?
- Wat is het (maximale) geheugengebruik?
- Kan het algoritme een globaal minimum vinden of enkel lokale?

Hiermee kan meteen besloten worden dat de online (en dus real-time) dan wel offline implementatie dus een vierde breuklijn zal betekenen.

#### *B. Voorspellende regelaars*

Aangezien geen kostenfunctie dient geminimaliseerd te worden, is er bij voorspellende regelaars buiten het MBPC-kader geen echte optimalisatie. Toch kan ook bij deze regelaars een onderscheid gemaakt worden tussen implementaties die de geschiktheid online afwegen en implementaties waar op voorhand (offline) de meest geschikte controle-acties voor bepaalde situaties werden bepaald.

## **4.5 Belangrijkste implementatievormen van voorspellende regelaars**

De conceptuele keuzemogelijkheden die hiervoor besproken werden, bepalen in grote mate de uiteindelijke implementatie. In §4.5.1-§4.5.6 worden dan ook een aantal specifieke implementatievormen besproken. De zes besproken types vormen zeker geen exhaustieve opsomming van alle mogelijke voorspellende regelaars

<sup>7</sup>Merk op dat historisch gezien MBPC ontstaan is bij trage processen zoals in de chemische industrie, het is slechts recentelijk dat toepassingen in de vermogenslektronica mogelijk beginnen worden.

voor vermogenselektronische controle. Het is wel een opsomming van de vaakst voorkomende implementaties voor vermogenselektronische controle van elektrische aandrijvingen en die illustreren goed de veelzijdigheid van de basisprincipes. Een uitgebreider overzicht van MBPC-regelaars (MPC, GPC, DMC, MAC, EHAC, EPSAC,...) in het algemeen wordt gegeven in [63,64]. Een overzicht van voorspellende regelaars binnen de elektrische aandrijftechniek is te vinden in [14,61].

#### 4.5.1 Dead-Beat Control

Een eerste type voorspellende controle die in iets meer detail besproken wordt, is dead-beat controle (DBC). Dit type controle wordt zeer vaak toegepast in de vermogenselektronica [61,65–67]. In [16,52] wordt de toepassing van DBC voor de gelijktijdige controle van koppel en flux besproken. Deze modulatorgebaseerde strategie kwam ook reeds kort aan bod in hoofdstuk 3. DBC wordt vaak toegepast omdat het één van de eenvoudigste voorspellende regelaars is. Het basisprincipe bestaat erin om de nodige controlesignalen te berekenen om de fout van de gecontroleerde variabelen binnen een eindig aantal bemonsteringsperioden (typisch één) tot nul te brengen. Dead-beat controle is geen modelgebaseerde voorspellen-de controle aangezien geen kostenfunctie wordt gebruikt<sup>8</sup>. Uiteraard wordt er wel een model gebruikt. In vergelijking (4.1) wordt algemeen het verband voorgesteld tussen de controlesignalen  $\mathbf{u}^k$  en de toestand  $\mathbf{x}^k$  op bemonsteringsogenblik  $k$  enerzijds en de toestand  $\mathbf{u}^{k+1}$  op  $k + 1$  anderzijds. De keuze voor de functie  $f$  is in principe vrij maar meestal worden lineaire (en vaak nog vereenvoudigde) modellen gebruikt.

$$\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}^k, \mathbf{u}^k) \quad (4.1)$$

Uit de toestandsvariabelen op  $k + 1$  kunnen de gecontroleerde variabelen  $\mathbf{y}^{k+1}$  op  $k + 1$  berekend worden (vergelijking (4.2)). Er is dus, zie vergelijking (4.3), een model dat de gecontroleerde variabelen op  $k + 1$  uitdrukt in functie van de toestand en controlesignalen op  $k$ .

$$\mathbf{y}^{k+1} = \mathbf{g}(\mathbf{x}^{k+1}) \quad (4.2)$$

$$= \mathbf{g}(\mathbf{f}(\mathbf{x}^k, \mathbf{u}^k)) \quad (4.3)$$

Uit het inverse model, vergelijking (4.4), kunnen dus de nodige controlesignalen berekend worden om specifieke waarden van de gecontroleerde variabelen te bekomen.

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{h}(\mathbf{y}^{k+1}, \mathbf{x}^k) \quad (4.4)$$

<sup>8</sup>De eis dat de gecontroleerde variabelen gelijk worden aan hun wenswaarden op het eind van de beschouwde horizon kan ook geïnterpreteerd worden als het nulpunt zoeken van de kostenfunctie  $J^k = |y_1^{k+N_t} - w_1^{k+N_t}| + \dots + |y_n^{k+N_t} - w_n^{k+N_t}|$ . Bij dead-beat controle zou de kostenfunctie dan enkel 0 of  $\infty$  kunnen zijn, wat uiteraard indruist tegen de principes van kostenfuncties.

Wanneer dan de eis voor dead-beat controle geformuleerd wordt, namelijk dat de gecontroleerde variabelen gelijk zijn aan hun wenswaarden:

$$\mathbf{y}^{k+1} = \mathbf{w}^{k+1} \quad (4.5)$$

kunnen uit vergelijking (4.4)-(4.5) de nodige controlesignalen berekend worden:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{h}(\mathbf{w}^{k+1}, \mathbf{x}^k) \quad (4.6)$$

Hierbij dient wel opgemerkt te worden dat de berekening van  $\mathbf{u}^k$  niet steeds vanzelfsprekend is, vergelijking (4.6) vormt immers typisch een niet-linear stelsel.

In [16] wordt een DBC-regelaar voorgesteld die ‘Discrete Time Direct Torque Control with a Fixed Switching Frequency’ (DTDTCSF) genoemd wordt en die een aanzienlijke verbetering is van (de eveneens in [16] besproken) ‘Direct Torque Control with a Fixed Switching Frequency’ (DTCFSF) zoals in [51]. Voor DTDTCSF is  $\mathbf{x} = [\dot{z}_s, \Psi_s]$ ,  $\mathbf{y} = [T, |\Psi_s|]$  en is  $\mathbf{u} = \underline{v}_s$  de nodige statorspanningsvector. In [52] worden dezelfde  $\mathbf{y}$  en  $\mathbf{u}$  gebruikt, maar is  $\mathbf{x} = [\Psi_s, \Psi_r]$ . Deze keuze heeft een eenvoudigere grafische voorstelling als voordeel maar als nadeel dat naast de statorflux ook de rotorflux voldoende accuraat moet geschat worden. Zoals reeds aangehaald gebruiken deze regelaars een modulator aangezien bij het gebruik van directe controle immers meestal geen oplossing zal gevonden worden die aan de dead-beat voorwaarden voldoet. Zowel bij de methode van [16] als van [52] wordt SVM toegepast om de gewenste statorspanning  $\underline{v}_s$  te realiseren. Zelfs bij het gebruik van een modulator is een (reële) oplossing in principe niet altijd verzekerd. Door een goede keuze van het werkingpunt [16] of door het aanpassen van de wenswaarden [52] kan dit echter opgelost worden.

Een belangrijk nadeel van de regelaar ligt echter in het feit dat er tijdens het berekenen van de controlesignalen geen rekening gehouden wordt met de spanningsbegrenzingsen<sup>9</sup>. De berekende spanningsvector  $\underline{v}_s$  die nodig is om de dead-beat voorwaarden te realiseren kan groter zijn dan wat maximaal realiseerbaar is. Voor een spanningsinverter wordt de spanning die de inverter kan leveren immers beperkt door de zeshoek van figuur 2.12. Wanneer de nodige spanningsvector buiten deze zeshoek valt, moet deze beperkt worden tot een vector binnen de zeshoek. In [16] en [52] worden een aantal van deze begrenzingsmethoden besproken. In dit proefschrift wordt niet verder ingegaan op deze begrenzingsmethoden, maar het is duidelijk dat een dergelijke controlesaturatie (ook clipping genoemd) in een eenvoudige versie verre van optimaal is en geavanceerdere versies veel complexiteit toevoegen.

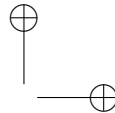
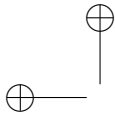
De noodzaak voor controlesaturatie ontstaat door het niet in rekening brengen van

<sup>9</sup>In [52] wordt wel rekening gehouden met de stroombegrenzingsen, in [16] wordt a posteriori gecontroleerd of aan deze begrenzing voldaan wordt en zoniet wordt  $\underline{v}_s$  aangepast.

de spanningsbegrenzing. Of uitgedrukt in termen van optimalisatie: de realiseerbaarheid die niet gegarandeerd is wanneer twee soorten begrenzings in rekening gebracht zouden worden, is wel gegarandeerd door het behouden (of in de praktijk het achteraf opleggen) van de fysische begrenzing (invertorspanning) en het afzwakken van de controle-eisen (dead-beat voorwaarden). Hierbij heeft de a posteriori beperking niet noodzakelijk negatieve gevolgen in situaties waar er geen integrerende werking is (bij integrerende werking is clipping steeds erg nadelig), zolang een alternatief voorzien wordt. Dit valt te interpreteren als een alternatieve vorm van optimaliteit indien er geen 'feasible' oplossing met de originele optimaliteitsvoorwaarden. Dit is echter erg moeilijk uit te breiden naar sterker multivariable controles.

DBC heeft echter nog een belangrijk ander nadeel dat ook ontstaat door de dead-beat voorwaarden enerzijds en het verwaarlozen van de fysische realiteit van het gemodelleerde systeem anderzijds. Zowel in [16] als [52] wordt bij de afleiding van de regelaar en de bespreking uitgegaan van een ideale situatie waarbij de berekeningen oneindig snel verlopen en dus de bemonstering ogenblikkelijk gevolgd wordt door het aanleggen van de nieuwe schakelsignalen die uit de SVM volgen. In een werkelijke implementatie is dit uiteraard onmogelijk. In [16, 52] wordt geanalyseerd wat de gevolgen zijn van de tijdsvertraging van één bemonsteringsperiode tussen het meten van de stromen en spanning en het aanleggen van de berekende controlesignalen. De transferfuncties  $\frac{T}{T^*}$  en  $\frac{|\Psi_s|}{|\Psi_s^*|}$  blijken polen te hebben die zich op of zeer dicht bij de eenheidscirkel bevinden. Dit betekent dat de regelaar dus op de rand van instabiliteit werkt en de simulatieresultaten uit [52] geven duidelijk een zeer slecht dynamisch gedrag weer. De oplossing van [16, 52] bestaat erin om de dead-beat voorwaarden te versoepelen naar een exponentiële evolutie van de gecontroleerde variabelen naar de wenswaarden. Dit verhelpt inderdaad de stabiliteitsproblemen, de polen liggen dicht naar het centrum van de eenheidscirkel, maar de dynamica laat nog te wensen over en de gestelde dead-beat voorwaarden worden niet meer voldaan. In de voorgestelde regelaars wordt dus wel rekening gehouden met het discrete-tijd karakter voor het voorspellingsmodel, maar niet volledig met de praktische implementatie.

Afsluitend kan dus gesteld worden dat de dead-beat controle een aantal kenmerken (voorspellingsmodel) en eigenschappen (multi-variabel, expliciet discrete tijd) gemeenschappelijk heeft met MBPC. De combinatie van dead-beat voorwaarden en controlesaturatie kunnen tot op een zekere hoogte als een optimalisatie beschouwd worden, maar dan zonder kostenfunctie en zonder correct rekening te houden met de spanningsbegrenzing. Het feit dat noch de spanningsbegrenzing, noch de tijdsvertraging bij een werkelijke implementatie in rekening gebracht worden, beperkt de prestatie van DBC-regelaars.



### 4.5.2 Short-Range Direct Predictive Control

Het respecteren van de spanningsbegrenzingsen bij het gebruik van een modulator is een belangrijke randvoorwaarde die vaak ingrijpende (en complexe) aanpassingen van de regelaar vraagt. Daarom kan het aanzienlijke voordelen bieden om directe controle toe te passen voor de inverter. Wanneer de voorspellende regelaar rekening houdt met de discrete schakeltoestanden van de inverter wordt steeds de spanningsbegrenzing gerespecteerd en worden dus enkel realiseerbare (feasible) controlesignalen beschouwd. Dit is dan ook de reden dat heel veel [45–48, 68] publicaties verschenen zijn waarin de schakeltoestand voor de aandrijving direct gekozen<sup>10</sup> wordt op basis van voorspellingen van de evolutie van de gecontroleerde variabelen over één update-periode. Dit is een zeer brede klasse van voorspellende regelaars aangezien zowel de gebruikte modellen, als de gebruikte optimaliteits- of geschiktheidsvoorwaarden zeer uiteenlopend zijn. Deze hebben geen volledige gemeenschappelijke strategie, enkel maar de volgende concepten zijn gemeenschappelijk:

- geen MBPC, dus geen kostenfunctie en geen mogelijkheid voor long-range predictive control
- directe controle van de inverter.

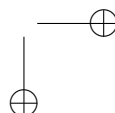
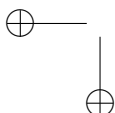
Een uitgebreidere bespreking is wegens de uiteenlopende kenmerken hier niet aan de orde, maar een aantal van deze methodes (DTC [6, 48], ‘modulator-like’ DTC [45, 47]) wordt besproken in het volgende hoofdstuk.

### 4.5.3 Generalized Predictive Control

De Generalized Predictive Control (GPC) strategie behoort tot de grote groep van modelgebaseerde voorspellende regelaars. Geïntroduceerd door Clarke [69] eind de jaren 1980 is het GPC-algoritme één van de vaakst toegepaste MBPC-technieken geworden, zowel in de academische wereld als de industriële. Het is ook de versie van MBPC die vaak als standaardalgoritme besproken wordt in boeken over MBPC, zie [63, 64]. Deze wijde verspreiding heeft GPC aan twee redenen te danken:

- een relatief grote keuze in het ontwerp van een aantal van de componenten (zie §4.3.1 voor de voornaamste) in vergelijking met enkele andere algoritmes

<sup>10</sup>Ook schema's die door Linder in [14] ‘modulator-like’ genoemd worden horen hierbij. Bij deze schema's worden verschillende schakeltoestanden aangelegd binnen één update-periode (de reden dat ze ‘modulator-like’ genoemd worden door Linder). Aangezien expliciet schakeltoestanden gekozen worden, behoren deze schema's echter nog steeds tot de groep van directe controle.



- een implementatie die weinig rekenkracht vereist voor het geval zonder begrenzingsen.

Ondanks de grote aandacht voor GPC in allerlei processen, dateren de eerste concrete toepassingen van GPC voor de vermogenselektronische controle van elektrische aandrijvingen van het begin van de 21e eeuw [70], uitgewerkt door de onderzoeksgroep van Kennel (TUMünchen, Duitsland). Waar voor GPC in het algemeen best verwezen wordt naar [63, 64], is [14] een excellente referentie wat de toepassing van GPC voor de controle van inductiemachines betreft.

De specifieke kenmerken en eigenschappen van de GPC-strategie worden hier in eerste instantie verduidelijkt aan de hand van de bespreking van een SISO GPC zonder begrenzingsen zoals ook in [14] aan bod komt. Het feit dat er geen begrenzingsen gebruikt worden, maakt al duidelijk dat de techniek gebruik maakt van een modulator om de controlesignalen om te zetten naar schakelsignalen voor de inverter.

In bijlage B is de afleiding voor een SISO GPC geschetst. Na heel wat bewerkingen bekomt men uit de optimalisatie als waarde van het controlesignaal dat moet worden aangelegd (in dit geval aan de modulator):

$$u^k = u^{k-1} + \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (4.7)$$

Deze eenvoudige uitdrukking is dus uiteindelijk een lineaire regelaar. Wanneer er geen toekomstige fouten voorspeld worden en dus  $\mathbf{f} = \mathbf{w}$ , zal het controlesignaal niet gewijzigd worden en is  $u^k = u^{k-1}$ . Indien er wel fouten voorspeld worden is er een controle-actie die proportioneel is (met een evenredigheidsfactor  $\mathbf{K}$ ) met die fouten. Deze actie wordt ondernomen op basis van toekomstige fouten en niet op basis van fouten in het verleden, zoals bij conventionele feedback-regelaars (bvb. PI-regelaars). Voor de implementatie van de regelaar in een DSP of FPGA moet dus de berekening van de toekomstige waarden  $\mathbf{f}$  en de vermenigvuldiging van  $(\mathbf{w} - \mathbf{f})$  met de matrix  $\mathbf{K}$  geïmplementeerd worden. Wanneer het gebruikte voorspellingsmodel niet alleen lineair maar ook constant is, zijn de elementen van  $\mathbf{K}$  en  $\mathbf{G}$  alsook de coëfficiënten van  $E_j(z^{-1})$  en  $F_j(z^{-1})$  (die gebruikt worden om  $\mathbf{F}$  en  $\mathbf{G}'$  op te stellen) ook allemaal constant. In dat geval kunnen de nodige matrices dus offline berekend worden en vervolgens opgeslagen worden in de DSP of FPGA. Dit leidt tot een implementatie die niet erg veeleisend is voor het regelplatform, zoals in [14] waar de rekentijd vergelijkbaar is met de rekentijd voor een gediscretiseerde PI-regelaar. Wanneer het model echter niet constant is, betekent de berekening van de matrices (en zeker van de  $N_t \times N_t$  matrixinversie  $(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1}$ ) een zeer zware rekenlast.

De voorgaande bespreking van de GPC-techniek werd beperkt tot een SISO-regelaar zonder begrenzingsen en zonder filtering. In [63, 64] zijn afleidingen te

vinden voor MIMO-GPC met en zonder begrenzingsen. In [14] wordt de GPC-techniek toegepast bij de controle van een inductiemachine. In eerste instantie wordt een SISO-GPC met laagdoorlaat-filtering uitgewerkt voor de regeling van de stroomcomponenten  $i_{sd}$  en  $i_{sq}$  bij veldoriëntatie en de snelheidsregeling. De GPC-regelaars staan hier in cascade zoals gebruikelijk is bij de PI-regeling van snelheid en stroomcomponenten voor veldoriëntatie. In tweede instantie wordt een MIMO-GPC voor de simultane controle van  $i_{sd}$  en  $i_{sq}$  uitgewerkt. Het toevoegen van de filtering en het MIMO maken van de regelaar verandert niets essentieels aan het algoritme. Enkel de uitdrukkingen voor een aantal matrices (waaronder **F** en **G**) worden wat uitgebreider bij filtering en uiteraard nemen de dimensies toe in het MIMO-geval. De bekomen resultaten voor de stroom- en snelheidsregeling worden vergeleken met de resultaten bekomen met een PI-regelaar. Voor de stroomcontrole besluiten Linder et al. dat de toename van de controlekwaliteit te beperkt is in verhouding met de toename van de complexiteit van de regelaar<sup>11</sup>. Hierbij gebruiken Linder et al. een modulator, zonder begrenzingsen in rekening te brengen. Dit is (zoals bij DBC) niet optimaal voor de controlekwaliteit, wat in [14] ook erkend wordt. In principe kunnen begrenzingsen eenvoudig opgenomen worden bij GPC. In [63, 64] wordt dit immers als één van de voordelen van MBPC bestempeld en worden GPC-varianten met begrenzingsen besproken. Begrenzingsen worden voor GPC gedefinieerd als onder- of bovengrenzen voor de controlesignalen, hun verandering en de gecontroleerde variabelen. Dat betekent dat aan de volgende voorwaarden moet voldaan worden:

$$U_l \leq u^k \leq U_u \quad \forall k \quad (4.8)$$

$$\Delta u_l \leq \Delta u^k \leq \Delta u_u \quad \forall k \quad (4.9)$$

$$y_l \leq y^k \leq y_u \quad \forall k \quad (4.10)$$

Al deze (en ook andere) begrenzingsen kunnen uitgedrukt worden in functie van enerzijds  $\tilde{\mathbf{u}}$  en anderzijds  $\mathbf{f}$ ,  $u^{k-1}$  en de onder- en bovengrenzen. Een algemene manier om alle begrenzingsen te noteren is dan:

$$\mathbf{R}\tilde{\mathbf{u}} \leq \mathbf{c} \quad (4.11)$$

Hierbij bevat  $\tilde{\mathbf{u}}$  de toekomstige controlesignalen en is **R** tijdsinvariant. Bovendien hangt **c** af van de voorspelde waarden, onder- en bovengrenzen en de vorige controlesignalen. Een analytische minimalisatie van de kostenfunctie is nu niet meer mogelijk. Het optimalisatieprobleem wordt nu bepaald door het minimaliseren van vergelijking (B.19):

$$J = \tilde{\mathbf{u}}^T (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{u}} + 2\tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \quad (4.12)$$

<sup>11</sup>Voor de snelheidscontrole worden wel bevredigende resultaten gerapporteerd, maar in dit proefschrift wordt hoofdzakelijk de koppelcontrole besproken.

onder de voorwaarde van vergelijking (4.11). Aangezien de constante term in de kostenfunctie niet afhangt van de gezochte optimale controlesequentie wordt het optimalisatieprobleem dus:

$$\min_{\tilde{\mathbf{u}}} J = \tilde{\mathbf{u}}^T (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{u}} + 2\tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \quad \text{zodat } \mathbf{R}\tilde{\mathbf{u}} - \mathbf{c} \leq 0 \quad (4.13)$$

Het probleem van (4.13) heeft dus een kwadratische kostenfunctie met lineaire begrenzings die online geminimaliseerd moet worden en is gekend als een Quadratic Programming (QP) probleem. Hiervoor zijn in de literatuur krachtige solvers gekend [63,64]. Toch brengt deze online implementatie bij de vermogenselektronische controle van elektrische machines een te grote rekenlast met zich mee om aan de hoge updatefrequentie die nodig is te kunnen gerealiseerd worden. Bovendien is de vraag of een dergelijke rekenintensieve methode wel zinvol is om te implementeren, aangezien de beperkingen van het lineaire voorspellingsmodel en de vorm van de kostenfunctie blijven bestaan.

Afsluitend kan gesteld worden dat GPC, als één van de meer courante MBPC-technieken, zeker gebruikt kan worden voor de modulatorgebaseerde controle van draaiveldmachines. Hierbij bezit het alle componenten van een MBPC-controle en biedt het als belangrijke voordelen de analytische uitdrukking van de regelaar voor een lineair voorspellingsmodel bij afwezigheid van begrenzings en het integreren van een storingsmodel. Begrenzings zijn in theorie wel eenvoudig te incorporeren, maar maken de werkelijke implementatie bijzonder zwaar. Verder zijn het strakke keurslijf voor de kostenfunctie en de beperkingen qua voorspellingsmodel ook nadelig. Het voorspellingsmodel moet immers lineair zijn en bij voorkeur constant (zoniet is de rekenlast veel hoger).

#### 4.5.4 Online Direct Programming MBPC

Eén begrenzing die steeds zal moeten gerespecteerd worden is begrenzing van de invertorspanning tot het zeshoekige gebied dat gedefinieerd wordt door de schakeltoestanden van de inverter (zie figuur 2.12). Bij het gebruik van directe controle, waar geen gebruik wordt gemaakt van een modulator, zal automatisch aan deze spanningsbegrenzing voldaan zijn. Een analytische oplossing zal evenwel niet mogelijk zijn. De optimalisatie geeft bij directe controle dan aanleiding tot een Quadratic Programming (QP) of Linear Programming (LP) probleem. In [14] wordt ook opgemerkt dat een optimale controle die rekening houdt met het feit dat de inverter maar een eindig aantal mogelijke schakeltoestanden heeft, superieur moet zijn aan de GPC-technieken met modulator en zonder begrenzings. Aangezien het GPC-kader in principe ook toelaat om een directe controle te realiseren, wordt deze piste door Linder et al. ook uitgewerkt in [14]. Het beperken van de mogelijke controle-acties tot de discrete schakeltoestanden van de inverter betekent dat de minimalisatie van de kostenfunctie moet gebeuren voor een MLD of



hybride systeem. Dit resulteert opnieuw in een QP probleem met begrenzingen. In [14] worden een aantal methodes besproken om de optimalisatie te versnellen aangezien Linder et al. stellen dat het evalueren van alle mogelijke sequenties (een zogenaamde Exhaustive Search of Complete Enumeration) niet haalbaar is voor implementatie bij elektrische aandrijvingen. Ook met deze versnellende methodes is volgens Linder et al. een online implementatie van deze directe controle GPC niet haalbaar. Vooruitlopend op enkele resultaten uit dit proefschrift (bijlage C.6) kan worden opgemerkt dat in het kader van dit proefschrift wel andere optimalisatieproblemen met een gelijkaardig (en groter) aantal schakelsequenties met een “Exhaustive Search” gerealiseerd werden aan hoge update-frequenties. Hoe dan ook is de begrensde optimalisatie voor GPC erg rekenintensief en blijven de strenge voorwaarden voor voorspellingsmodel en kostenfunctie bestaan.

Fundamenteel is natuurlijk GPC ook minder geschikt voor de directe controle van invertoren. De volledige techniek gaat uit van een continue controlevariabele die dan achteraf beperkt wordt tot een aantal discrete waarden. Wanneer directe controle van de inverter beoogd wordt, is het aan te raden om niet alleen zo vroeg mogelijk het hybride karakter in het model te brengen maar ook specifieke solvers te gebruiken voor het oplossen van het optimalisatieprobleem. Deze aanpak werd geïmplementeerd door de onderzoeksgroep van Morari (ETHZ, Zwitserland). In [13] worden een aantal MBPC-gebaseerde DTC-varianten besproken voor de simultane controle van koppel en statorflux. Bovendien wordt bijkomend de schakelfrequentie verlaagd en voor een NPC-inverter het middelpunt van de DC-bus geregeld. De gebruikte kostenfunctie bevat termen met de absolute waarde van de fouten. Hierbij wordt gebruik gemaakt van een specifieke modellering voor hybride systemen, waarbij een MLD-model wordt bekomen dat expliciet reële en binaire waarden samen met hun begrenzingen incorporeert. Deze MLD-modellering wordt bekomen door een beschrijving van het systeem in HYSDEL (HYbrid Systems DEscription Language) met een speciaal ontwikkelde compiler te genereren, zoals beschreven in [13]. Hier zal niet verder ingegaan worden op in ETHZ ontwikkelde HYSDEL of MLD-modellen, maar er dient opgemerkt te worden dat ook MLD-modellen geen niet-lineaire functies mogen bevatten voor de reële waarden (deze kunnen wel benaderd worden met stuksgewijs lineaire functies). De MLD-modellering vormt de basis voor een specifiek ontwikkelde optimalisatie: Mixed-Integer Linear Programming (MILP). In [13] worden op deze basis twee MBPC-regelaars voorgesteld. De voorgestelde versie van MBPC verschilt van GPC in een aantal aspecten. Ten eerste is de kostenfunctie niet zo restrictief als bij GPC, ten tweede sluit de modellering beter aan bij het systeem en is ook de vorm van modellering minder restrictief en ten derde vormt MILP (door rekening te houden met het binaire of reële karakter van veranderlijken) een beter aangepaste optimiser. Toch blijven er restricties op de kostenfunctie (absolute waarde van de fout) en op

de vorm en formulering van het model. Ondanks de MLD-georiënteerde methode en efficiënte optimiser zijn deze door Geyer voorgestelde regelaars toch niet realiseerbaar zelfs voor een korte voorspellingshorizon. De meest complexe regelaar heeft met  $N = N_u = 2$  of  $N = N_u = 3$  een rekentijd die meer dan een factor 1000 groter is dan de update-periode. Een minder complexe variant (met grotere horizon  $N = 10$  maar  $N_u = 1$ ) blijkt ook niet implementeerbaar in real-time.

#### 4.5.5 Offline Direct Programming MBPC: Multi-Parametric Programming

Zoals uit de bespreking van de voorgaande methodes blijkt en ook in [14] gesteld wordt zijn QP- en LP-problemen, ondanks efficiënte optimisers, zelden online te berekenen bij de snelle update-frequenties die nodig zijn voor vermogenselektronische aandrijvingen. In [71] beschrijven Bemporad, Morari et al. een methode die toelaat om voor lineaire tijdsinvariante systemen de optimalisatie van QP- en LP-problemen offline uit te voeren. In [72] werd deze methode uitgebreid naar stuksgewijs affine (Piece Wise Affine, PWA) en hybride systemen. In [13, 14] wordt deze offline methode toegepast. Het basisidee bestaat erin om de toestandsvector  $\mathbf{x}^k$  van een MIMO-systeem als parameter in de optimalisatie te beschouwen. Daarom wordt de methode Multi-parametric Quadratic Programming (mp-QP) of Multi-parametric Linear Programming (mp-LP) genoemd. Door het multiparametrisch programming probleem op te lossen bekomt men een oplossingsfunctie  $\mathbf{U}_{opt} = f(\mathbf{x}^k)$  zodat de MBPC-regeling geprogrammeerd kan worden. De methode van een multiparametrisch programming probleem wordt hieronder geschetst voor een mp-QP.

Voor een systeem met toestandsvector  $\mathbf{x}^k$ , controlesignalen  $\mathbf{u}^k$  dat beschreven wordt door een toestandsmodel kan de te minimaliseren kostenfunctie geschreven worden als:

$$J(\mathbf{x}^k, \mathbf{U}) = \frac{1}{2}(\mathbf{x}^k)^T \mathbf{Y} \mathbf{x}^k + \frac{1}{2} \mathbf{U}^T \mathbf{H} \mathbf{U} + (\mathbf{x}^k)^T \mathbf{F} \mathbf{U} \quad (4.14)$$

waarbij de volgende begrenzungen moeten gerespecteerd worden;

$$\mathbf{G} \mathbf{U} \leq \mathbf{W} + \mathbf{E} \mathbf{x}^k \quad (4.15)$$

met

$$\mathbf{U} = [(\mathbf{u}^k)^T, \dots, (\mathbf{u}^{k+N_u-1})^T] \quad (4.16)$$

De matrices  $\mathbf{Y}, \mathbf{H}, \mathbf{F}, \mathbf{G}, \mathbf{W}, \mathbf{E}$  kunnen berekend worden uit de matriciële gewichtsfactoren in de kostenfunctie en de systeemmatrices. Merk op dat de toestandsvector  $\mathbf{x}^k$  voorkomt in de te minimaliseren kostenfunctie en de uitdrukking

voor de begrenzingen en dus in principe dit QP online dient opgelost te worden. Door het definiëren van de hulpveranderlijke  $\mathbf{z}$  zodat:

$$\mathbf{z} = \mathbf{U} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{x}^k \quad (4.17)$$

kan vergelijking (4.14) omgevormd worden tot

$$J_z(\mathbf{x}^k) = \frac{1}{2} \mathbf{z}^T \mathbf{H} \mathbf{z} \quad (4.18)$$

waarbij de volgende begrenzingen moeten gerespecteerd worden;

$$\mathbf{G} \mathbf{z} \leq \mathbf{W} + \mathbf{S} \mathbf{x}^k \quad (4.19)$$

met

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} + \mathbf{G} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{F}^T \quad (4.20)$$

$$J_z(\mathbf{x}^k) = J(\mathbf{x}^k, \mathbf{U}) - \frac{1}{2} (\mathbf{x}^k)^T (\mathbf{Y} - \mathbf{F} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{F}^T) \mathbf{x}^k \quad (4.21)$$

Aangezien de term  $-\frac{1}{2} (\mathbf{x}^k)^T (\mathbf{Y} - \mathbf{F} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{F}^T) \mathbf{x}^k$  van vergelijking (4.21) niet afhangt van  $\mathbf{U}$  moet enkel de kostenfunctie  $J_z(\mathbf{x}^k)$  van vergelijking (4.18) geminimaliseerd worden. In vergelijkingen (4.18) en (4.19) is dan duidelijk te zien dat de toestandsvector  $\mathbf{x}$  nu enkel nog als parameter voorkomt in de begrenzingen en niet meer in de te minimaliseren kostenfunctie. Het mp-QP algoritme zoekt dan de oplossing voor het bovenstaande optimalisatieprobleem in een startpunt  $\mathbf{x}_0$ . Eens de optimale oplossing  $\mathbf{z}_0$  in dit punt gevonden is geldt de oplossing  $\mathbf{z}_0 = \mathbf{U} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{x}^k$  voor alle  $\mathbf{x}^k$  waarvoor de begrenzingen gerespecteerd worden. Dit betekent dat de oplossing en vergelijking (4.19) een polytoop<sup>12</sup> definiëren waarin de oplossing geldig is. Een uitvoerige bespreking en de nodige wiskundige bewijzen zijn te vinden in [71]. Nadat een eerste polytoop gedefiniëerd is, gaat het algoritme de verdere toestandsruimte opdelen in polytopen waarin telkens een optimale  $\mathbf{z}$  bepaald wordt. Aangezien  $\mathbf{z}$  in iedere polytoop een affiene functie is van  $\mathbf{x}$  over een polytoop en het verband tussen  $\mathbf{z}$  en  $\mathbf{U}$  ook affien is, ontstaat dus een opdeling van de toestandsruimte in polytopen die een stuksgewijze affiene functie  $\mathbf{U}_{opt} = f(\mathbf{x}^k)$  definiëren. Daarmee is het optimalisatieprobleem offline opgelost. De online evaluatie bestaat dan uit het selecteren van de juiste polytoop (diegene waarin de toestandsvector zich bevindt) en het evalueren van de affiene functie. Conceptueel is dit een zeer interessante en vrij eenvoudige variant van MBPC.

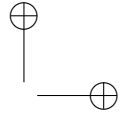
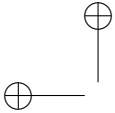
<sup>12</sup>Een polytoop is een veelvlak in een willekeurig aantal dimensies en wordt ruimtelijk begrensd door platte zijvlakken en rechte ribben. De hoekpunten van een polytoop zijn door die ribben verbonden. In een drie-dimensionale toestandsruimte is dit een polyhedron en krijgt de mp-QP methode een eenvoudige voor te stellen weergave.

Voor de praktische implementatie zijn er echter wel enige nadelen. In [14] wordt de mp-QP methode toegepast op de directe controle met GPC. De resultaten zijn erg bevredigend en het online zoeken van de juiste polytoop en het evalueren van de affiene functie gaat voldoende snel ( $8 \mu\text{s}$ ). Toch dient opgemerkt te worden dat met een zeer eenvoudig model en enkel stroomcontrole als objectief, de mp-QP methode aanleiding geeft tot bijna 10000 polytopen die dan gereduceerd worden naar ongeveer 2000 polytopen om de verwerking realiseerbaar te maken. Ook in [13] wordt multiparametrische optimalisatie uitgebreid gebruikt. Opnieuw maakt Geyer gebruik van het specifieke MLD en PWA kader om de MBPC-regelaars te realiseren. De gebruikte optimalisatietechniek is Multi-parametric Mixed-Integer Linear Program (mp-MILP) (Multi-parametric Mixed-Integer Quadratic Program (mp-MIQP) bestaat wel, maar heeft een aantal nadelen als niet-polytopische deelruimtes). Voor een specifieke modelgebaseerde voorspellende DTC-implementatie met een 2L-VSI bekomt Geyer een stuksgewijs affiene feedback regelaar met zo'n 4500 tot 8500 polyhedra per schakeltoestand (47851 polyhedra in het totaal). De complexiteit om bij een gegeven toestandsvector de juiste polyhedron te bepalen is immens. Daarom dient een complexiteitsreductie toegepast te worden waarbij polyhedra optimaal samengevoegd worden (dit is geen triviale zaak aangezien de convexiteit van de polyhedra moet gerespecteerd worden). In [13] wordt dan ook veel aandacht besteed aan het ontwikkelen van een optimale complexiteitsreductie. Dit levert goede resultaten op (een reductie van 85-90% van de polyhedra per schakeltoestand tot 5631 polyhedra in totaal) maar is bijzonder rekenintensief (een rekentijd van 78 uur wordt gerapporteerd). Sowieso heeft een implementatie met offline-optimalisatie steeds het nadeel dat de regelaar niet in staat zal zijn om parameters te wijzigen (veranderingen in systeemparemeters, instelling gewichtsfactoren, ...). Met een dergelijke grote rekentijd voor de offline optimalisatie is echter zelfs een aanpassing van de regelaar aan een specifieke motor niet haalbaar. Typische tijden voor een volledige identificatie-run van huidige industrieel beschikbare aandrijvingen zijn immers enkele minuten tot een kwartier.

De multi-parametrische optimalisatie lost dus wel het probleem op om de implementatie real-time te maken, maar de bijhorende complexiteit en de rekentijd voor de optimalisatie en complexiteitsreductie staan werkelijke implementaties in de weg. Bovendien is men nog steeds vrij strikt gebonden aan voorwaarden op de kostenfunctie en verplicht om met stuksgewijs lineaire modellen te werken.

#### 4.5.6 Finite-Set Model Based Predictive Control

Bij Finite-Set MBPC (FS-MBPC), ook wel Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) of finite alphabet MPC genoemd, zijn de mogelijke controleacties a priori beperkt tot een eindige verzameling, de finite set. Vermogenselektronische omvormers kunnen slechts gebruik maken van een eindig aantal discrete



schakeltoestanden die dan ook de finite set bepalen. FS-MBPC maakt dus gebruik van directe controle, net zoals de twee voorgaande types MBPC.

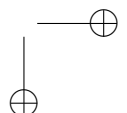
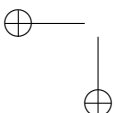
Het onderscheid tussen de eerder besproken directe varianten van MBPC en FS-MBPC ligt in de gebruikte optimalisatie en modellering. Bij FS-MBPC wordt immers het optimalisatieprobleem niet geformuleerd als een LP of QP probleem waarvoor de oplossing aan begrenzings onderworpen is, maar wordt de optimalisatie vereenvoudigd door de voorspellingen en kostenfunctie expliciet te evalueren voor de mogelijke schakeltoestanden. Bij de vorige besprekingen werd immers al duidelijk dat noch de online noch de offline optimalisatie van een begrensd QP of LP probleem goed realiseerbaar is bij de hoge update-frequenties die binnen de vermogenslektronica gebruikt worden. Ondanks het feit dat in de literatuur verschillende implementaties [15, 61, 73–76] voorgesteld zijn die duidelijk maken dat de online FS-MBPC implementeerbaar is, blijft ook FS-MBPC een erg rekenintensieve techniek. Alle mogelijke sequenties van schakeltoestanden moeten immers geëvalueerd worden over de volledige voorspellingshorizon. Vooral voor grote  $N$  en invertoren met veel mogelijke schakeltoestanden (zoals multilevel-converteren) is de rekenlast erg groot. Positief is wel dat deze rekenlast a priori goed in te schatten valt en het algoritme bovendien een grote mate van parallelisatie toelaat. Typisch is de controlehorizon  $N_u$  vrij kort (zeker bij complexere topologieën) en meestal is de voorspellingshorizon  $N = N_u$ . Dit maakt FS-MBPC conceptueel dus bijzonder eenvoudig. In veel toepassingen wordt  $N = N_u = 1$  genomen en de dode tijd van de digitale regelaar van een inverter is  $N_d = 1$ . De methode wordt grafisch geïllustreerd (voor  $N_d = N_u = N = 1$  en bij een SISO-systeem, zonder afbreuk te doen aan de algemeenheid) in figuur 4.4 en wordt hieronder kort beschreven.

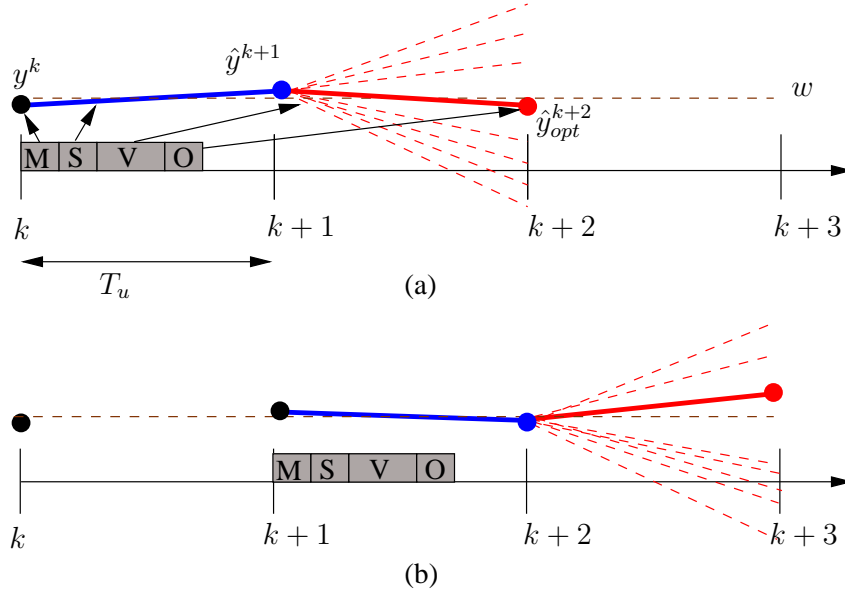
### Meting

Het algoritme start met de meting van de observeerbare toestandsvariabelen op update-ogenblik  $k$ . Op hetzelfde moment wordt de optimale schakeltoestand aangelegd die bepaald werd op basis van de metingen op update-ogenblik  $k - 1$ .

### Schatting

Wanneer op het update-ogenblik  $k$  een schakeltoestand geselecteerd wordt, kan het effect ervan op de toestandsvariabelen van het systeem maar worden waargenomen op update-ogenblik  $k + 1$ . Tijdens het tijdsinterval  $[k, k + 1]$  kan de regelaar de toestand op  $k + 1$  niet meer beïnvloeden. De mogelijke controle-acties moeten dus geëvalueerd worden vanaf  $k + 1$ . Daarom moet de systeemtoestand op  $k + 1$  gekend zijn. Deze wordt berekend uit het systeemmodel, de metingen op  $k$  en de schakeltoestand die op  $k$  wordt aangelegd (en het resultaat is van de vorige toepassing van het algoritme).





Figuur 4.4: Principe FS-MBPC met  $N_d = N_u = N = 1$ , in de actieve update-periode zijn de vier stappen weergegeven: meting (M), schatting (S), voorspelling (V) en optimalisatie (O). Na het aanleggen van de optimale input berekend in  $[k, k+1]$  (a) wordt het algoritme herhaalt op  $k+1$  (b).

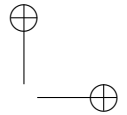
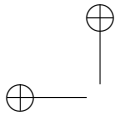
### Voorspelling

Vanaf  $k+1$  kan de regelaar in iedere update-periode elke toegestane schakeltoestand gebruiken om de gecontroleerde variabelen dicht bij hun referentie te brengen. Gebaseerd op de schatting van de toestand op  $k+1$  wordt dus de evolutie van het systeem voor alle mogelijke schakelsequenties voorspeld.<sup>13</sup>

### Optimalisatie

Eens de voorspellingen voor alle mogelijke schakelsequenties berekend zijn kan de optimale sequentie gevonden worden door alle voorspellingen te evalueren in de kostenfunctie  $J$ . Hierbij is het opnieuw belangrijk dat  $J$  correct het gewenste systeemgedrag beschrijft. De sequentie die aanleiding geeft tot de laagste totale kost wordt geselecteerd om aangelegd te worden op  $k+1$ . Op update-ogenblik  $k+1$  wordt het algoritme opnieuw uitgevoerd.

<sup>13</sup>Merk op dat in de vorige MBPC varianten (GPC, direct programming MBPC) ook rekening wordt gehouden met de vertraging van één update-periode voor een digitale regelaar. Dit is niet het geval bij de meeste voorspellende regelaars buiten het MBPC-kader. Bij de bespreking van DBC werd reeds duidelijk dat het verwaarlozen van de vertraging tussen het meten van de systeemtoestand en de resulterende controle-actie de stabiliteit compromiteert. Bij de meeste Short-Range Predictive Control technieken gebeurt de compensatie voor de tijdsvertraging niet of niet volledig.



#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 127

Los van de meer beheersbare implementatie heeft FS-MBPC nog een bijzonder groot voordeel t.o.v. de vorige technieken: keuzevrijheid bij het voorspellingsmodel en de kostenfunctie. Aangezien zowel het voorspellingsmodel als de kostenfunctie expliciet geëvalueerd worden en de optimalisatie dus niet als een LP of QP moet geformuleerd worden, zijn er geen voorwaarden die door de optimalisatie aan het model of kostenfunctie worden opgelegd. Dit betekent dat de uitdrukking van de kostenfunctie perfect kan afgestemd worden om een goede controle te bekomen. Het grootste voordeel is echter de mogelijkheid om niet-lineaire en/of tijdsvariante voorspellingsmodellen te gebruiken. In [13] wordt naast de direct programming MBPC varianten ook een FS-MBPC variant gebruikt. De goede prestatie van het laatste is, ondanks de korte voorspellingshorizon, mee gerealiseerd door het gebruik van een niet-lineair voorspellingsmodel bij FS-MBPC t.o.v. een PWA-benadering voor de direct programming varianten. Bij systemen waarvan de systeemparameters kunnen variëren tijdens de werking biedt FS-MBPC het voordeel dat de parameters in het voorspellingsmodel eenvoudig kunnen aangepast worden. Sommige van de grootste troeven van MBPC, namelijk:

- vrije keuze en optimale realisatie van de controledoelstellingen door het ontwerp van de kostenfunctie
- vrij gebruik van model (lineair, niet-lineair,...)

kunnen voor de controle van vermogenselektronische omvormers in feite enkel met FS-MBPC worden waar gemaakt.

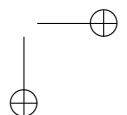
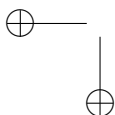
##### 4.5.7 Classificatie van de belangrijkste types voorspellende regelaars

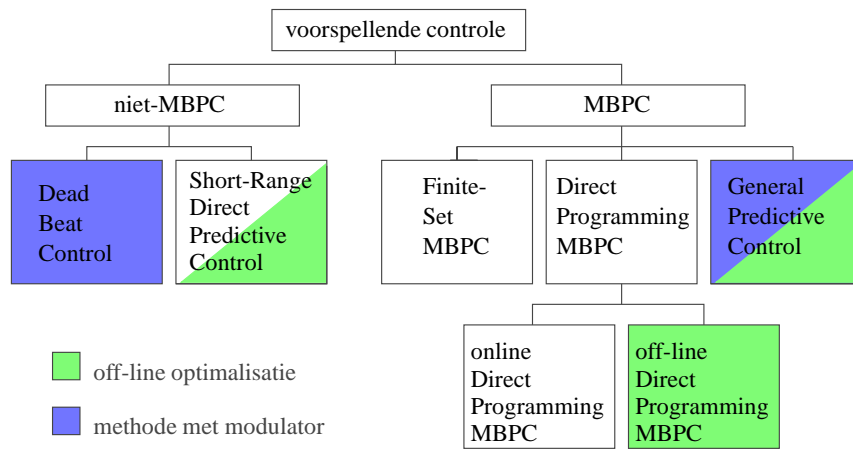
In figuur 4.5 zijn de hiervoor besproken types van voorspellende regelaars weergegeven. Naast de belangrijke onderverdeling naargelang de MBPC-methodologie wordt toegepast of niet, is vooral de onderverdeling tussen methodes met modulator of met directe controle belangrijk. Bij de classificatie van figuur 4.5 is het niet de bedoeling een volledige taxonomie op te stellen als in [14]. Wel is het de bedoeling om een werkbare en overzichtelijke indeling te geven voor de verdere besprekingen in dit proefschrift.

## 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor de stroomcontrole van FC-invertoren

### 4.6.1 Situering van het toepassingsvoorbeeld

Vooraleer het probleem van de voorspellende, directe controle van draaiveldmachines te behandelen, worden de in dit hoofdstuk besproken principes en eigen-





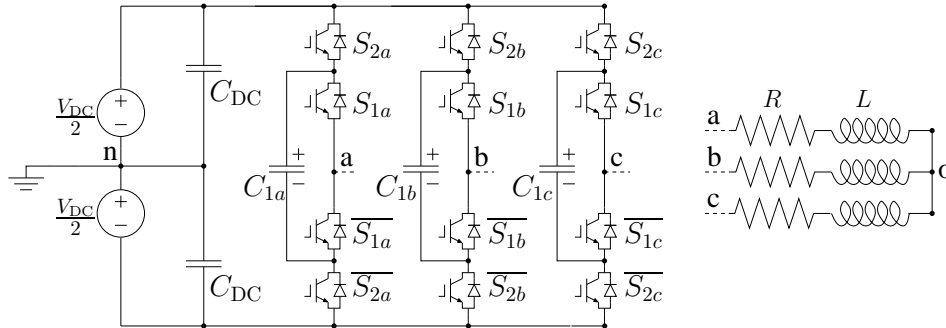
Figuur 4.5: Classificatie van de belangrijkste types voorspellende regelaars

schappen geïllustreerd met een voorbeeld waarin de last aanzienlijk eenvoudiger is. Een  $RL$ -last die bestaat uit de serieschakeling van een constante weerstand en een constante inductantie wordt beschouwd. Hoewel eenvoudig is deze last nog algemeen genoeg om een aantal zaken mooi te illustreren. Bij vermogenselektronische voedingen kan de last immers vaak als een  $RL$ -serieschakeling gemodelleerd worden en ook elektrische machines kunnen in een eenvoudig model voorgesteld worden door een  $RL$ -keten aangevuld met een spanningsbron die de tegen-emk modelleert. Een essentieel aspect bij lineaire en roterende machines is uiteraard de mechanische toestand, namelijk de veranderende positie en snelheid.

In het toepassingsvoorbeeld wordt de stroom door de  $RL$ -last geregeld door een finite-set modelgebaseerde voorspellende regelaar met vaste update-frequentie. De finite set bestaat uit de mogelijke schakeltoestanden van de inverter. Om de mogelijkheden van FS-MBPC te illustreren wordt in deze toepassing gebruik gemaakt van een driefasige FC-inverter met drie spanningsniveaus. De topologie is samen met de last weergegeven in figuur 4.6. Multilevel-invertoren hebben een aantal specifieke voordelen ten opzichte van de klassieke invertoren (2L-VSI), zoals besproken in hoofdstuk 2, waarbij een zeer groot voordeel bestaat uit de meerdere uitgangsspanningsniveaus die kunnen gerealiseerd worden. Dit leidt tot een groter aantal schakeltoestanden. Bovendien moeten bij een FC-inverter de spanningen van de flying capacitors geregeld worden, wat meteen vraagt voor een multi-variabele implementatie van MBPC.

Eerst worden de verschillende stappen van het algoritme beschreven, waarbij aandacht besteed wordt aan het gebruikte voorspellingsmodel en de structuur van de gebruikte kostenfunctie. Vervolgens wordt de performantie van de voorspellende



Figuur 4.6: Topologie van de 3L-FCC, met  $RL$ -last in ster

regelaar onderzocht. Daarbij wordt een maatstaf geïntroduceerd voor de kwaliteit van de stroom- en spanningscontrole. Met deze maatstaf wordt de invloed van een gewichtsfactor in de kostenfunctie onderzocht. Steunend op de resultaten van deze analyse worden alternatieve kostenfuncties voorgesteld. Bij deze alternatieven wordt aandacht besteed aan het verbeteren van de spanningskwaliteit van de inverter. De methoden voor de analyse van de spanningskwaliteit die geïntroduceerd werden in §2.6 worden hierbij aangewend. Verder worden ook de invloed van de grootte van de voorspellingshorizon en van een (nogal naïeve) modelvereenvoudiging onderzocht. Bij de modelvereenvoudiging zal trouwens de robuustheid van de regelaar naar voren komen. Afsluitend wordt de toepassing van deze regelaar voor de indirecte veldoriëntatie van een inductiemachine voorgesteld en worden de conclusies voor FC-invertoren met meer niveaus (samen met de uitdaging om deze experimenteel te realiseren) besproken.

#### 4.6.2 FS-MBPC-algoritme voor uitgangsstroom- en capaciteitsspanningscontrole van een driefasige 3L-FCC

De twee belangrijkste doelstellingen voor de controle van multilevel-converteren zijn enerzijds het snel en accuraat volgen van de uitgangsstroomreferenties en anderzijds het balanceren van de capaciteiten. Daarnaast kunnen nog secundaire controledoelstellingen geformuleerd en gerealiseerd worden, zoals verder in de tekst besproken wordt. Om de doelstellingen te realiseren, wordt hier een finite-set modelgebaseerde voorspellende regelaar met vaste update-frequentie gebruikt. In iedere update-periode wordt dan de meest geschikte schakeltoestand gekozen uit de beschikbare verzameling schakeltoestanden. De geselecteerde schakeltoestand wordt vervolgens gedurende een volledige update-periode aangehouden. Hierbij zullen de inputs voor het algoritme aan het begin van een update-periode bestaan uit de referentiewaarden en metingen van fasestromen en capaciteitsspanningen,

alsook de huidige schakeltoestand van de inverter. In een eerste stap van het algoritme (de schatting) wordt dan de toestand aan het einde van de update-periode geschat. In de tweede stap (de voorspelling) worden alle mogelijke trajectories voor de toestandvariabelen voorspeld over de voorspellingshorizon. In de derde en laatste stap, de optimalisatie, wordt uit deze trajectories diegene gekozen die resulteert in de kleinste afwijkingen van de toestandvariabelen t.o.v. de referentiewaarden. De eerste schakeltoestand van de optimale sequentie wordt op het einde van de update-periode dan opgelegd gedurende een volledige update-periode waarin het algoritme opnieuw uitgevoerd wordt.

### Schatting

Op update-ogenblik  $k$ , wordt een meting uitgevoerd van de fasestromen  $\check{i}_x^k$  en de capaciteitsspanningen  $\check{v}_{cx}^k$  met  $x = a, b, c$ . Hierbij stelt  $\check{u}$  de gemeten of gekende waarde van de variabele  $u$  voor. Deze stromen en spanningen evolueren tijdens de update-periode ten gevolge van de aangelegde invertorschakeltoestand. Aangezien de voorspellingen gebaseerd zijn op de stroom- en spanningswaarden op het einde van deze update-periode, worden deze waarden geschat aan de hand van de metingen, de schakeltoestand  $\check{S}_{ix}^k$  en een model.

Om de schatting uit te voeren wordt verondersteld dat de uitgangsspanning van de inverter constant is gedurende de volledige schakelperiode. Dit is gerechtvaardigd doordat enerzijds de schakeltoestand  $\check{S}_{ix}^k$  gedurende een volledige update-periode aangehouden wordt en anderzijds de mogelijke spanningverandering van de capaciteiten klein en traag genoeg is om verwaarloosd te worden (de lastimpedantie zal de grootte van de spanningsverandering in één update-periode bepalen). Op basis van deze veronderstellingen kunnen de volgende gediscretiseerde uitdrukkingen opgesteld worden voor de fasespanning  $v_{xn}$ , dit is de spanning tussen de uitgangsklem  $x$  en het neutrale punt  $n$  van de DC-bus:

$$v_{xn}^{k+1} = (\check{S}_{2x}^k - \frac{1}{2})\check{V}_{DC} - (\check{S}_{2x}^k - \check{S}_{1x}^k)\check{v}_{cx}^k, \quad (4.22)$$

waarbij de busspanning  $\check{V}_{DC}$  wordt gemeten. De sterspanning  $v_{xo}$  van de fase  $x$ , de spanning tussen uitgangsklem  $x$  en het sterpunt  $o$ , kan dan berekend worden uit

$$v_{xo}^{k+1} = v_{xn}^{k+1} - v_{on}^{k+1}, \quad (4.23)$$

waarbij de sterpuntspanning  $v_{on}$  het gemiddelde is van de drie fasespanningen

$$v_{on}^{k+1} = \frac{v_{an}^{k+1} + v_{bn}^{k+1} + v_{cn}^{k+1}}{3}. \quad (4.24)$$

Uiteraard moeten ook de uitgangsströmen op het ogenblik  $k + 1$  geschat worden. De uitdrukking voor de fasestroom op  $k + 1$  bestaat uit twee termen, de vrije res-

ponsie en de gedwongen responsie:

$$i_x^{k+1} = e^{-T_u \frac{R}{L}} i_x^k + \frac{1 - e^{-T_u \frac{R}{L}}}{R} v_{xo}^{k+1} \quad (4.25)$$

In vergelijking (4.25) zijn  $R$  en  $L$  respectievelijk de resistentie en inductieve delen van de lastimpedantie. De update-periode is voorgesteld door  $T_u$ . Hierbij correspondeert de term  $e^{-T_u \frac{R}{L}} i_x^k$  met de vrije responsie (of algemene oplossing), namelijk de evolutie in afwezigheid van een opgelegde spanning. De term  $\frac{1 - e^{-T_u \frac{R}{L}}}{R} v_{xo}^{k+1}$  correspondeert met de gedwongen responsie (of particuliere oplossing).

Hoewel de invloed van de variatie van  $v_{cx}$  op de uitgangsspanning en -stromen verwaarloosd werd, zal de spanning van de capaciteiten gewijzigd zijn op het einde van de update-periode (d.w.z. op  $k + 1$ ) en moeten dus ook deze waarden geschat worden. Door het toepassen van een trapezoidale discretisatie worden de volgende uitdrukkingen bekomen voor de FC's op het einde van de update-periode:

$$v_{cx}^{k+1} = \check{v}_{cx}^k + \frac{T_u}{2C} (\check{i}_x^k + i_x^{k+1}) (\check{S}_{2x}^k - \check{S}_{1x}^k) \quad (4.26)$$

waarbij  $C$  de capaciteitswaarde van de FC's is. In vergelijking (4.26) is het duidelijk dat de trapezoidale discretisatie leidt tot het in rekening brengen van de gemiddelde stroom gedurende de update-periode.

### Voorspelling

Eens de toestand van de inverter en last op het einde van de update-periode geschat zijn, vangt de volgende fase van het algoritme aan. In de voorspellingsfase van het algoritme wordt de evolutie van de toestandsvariabelen voor alle mogelijke sequenties van schakeltoestanden berekend over de volledige voorspellingshorizon. Hiervoor wordt hetzelfde analytische model gebruikt als in de schattingsfase. De volgende vergelijkingen moeten dus voor alle schakeltoestandsequenties geëvalueerd worden, waarbij  $i \in [1, N]$ :

$$v_{xn}^{k+i+1} = (S_{2x}^{k+i} - \frac{1}{2}) V_{DC} - (S_{2x}^{k+i} - S_{1x}^{k+i}) v_{cx}^{k+i} \quad (4.27)$$

$$v_{xo}^{k+i+1} = v_{xn}^{k+i+1} - v_{on}^{k+i+1} \quad (4.28)$$

$$v_{on}^{k+i+1} = \frac{v_{an}^{k+i+1} + v_{bn}^{k+i+1} + v_{cn}^{k+i+1}}{3} \quad (4.29)$$

$$i_x^{k+i+1} = e^{-T_u \frac{R}{L}} i_x^{k+i} + \frac{1 - e^{-T_u \frac{R}{L}}}{R} v_{xo}^{k+i+1} \quad (4.30)$$

$$v_{cx}^{k+i+1} = \check{v}_{cx}^{k+i} + \frac{T_u}{2C} (\check{i}_x^{k+i} + i_x^{k+i+1}) (\check{S}_{2x}^{k+i} - \check{S}_{1x}^{k+i}) \quad (4.31)$$

De berekende waarden voor  $i_x^{k+2}$  tot  $i_x^{k+N+1}$  en  $v_{cx}^{k+2}$  tot  $v_{cx}^{k+N+1}$  worden in de optimalisatie-fase van het algoritme gebruikt om de geschiktheid van de corresponderende sequentie van schakeltoestanden te evalueren. Dit gebeurt voor alle mogelijk sequenties van schakeltoestanden.

### Optimalisatie

De keuze voor een bepaalde sequentie van schakeltoestanden is gebaseerd op de minimalisatie van een kostenfunctie  $J^k$ . De structuur van deze kostenfunctie is vrij, maar zoals reeds eerder aangehaald werd, is het belangrijk dat de termen in de kostenfunctie zo opgesteld zijn dat gewenst gedrag voor de inverter en last resulteren in een lage kost. In het bijzonder is het belangrijk dat de kost van het realiseren van de wenswaarden het minimum is.

Later in dit hoofdstuk worden mogelijke structuren en termen van de kostenfunctie uitgebreider besproken, maar voorlopig wordt de discussie beperkt tot kostenfuncties met kwadratische termen (L2-norm) zoals gebruikelijk in de literatuur. Aangezien hier een toepassing met multivariabele doelstellingen beoogd wordt, moeten in de kostenfunctie zowel voor de uitgangsströmen als voor de capaciteitsspanningen kwadratische kostentermen opgenomen worden. De kwadratische fout van de capaciteitsspanning wordt gewogen ten opzichte van de kwadratische fout van de uitgangsstroom door de gewichtsfactor  $W_{vc}$ . Deze gewichtsfactor heeft als dimensies  $\frac{A^2}{V^2}$  indien de toestandsvariabelen in SI-eenheden uitgedrukt worden. In dit proefschrift worden de gewichtsfactoren echter steeds dimensieloos gemaakt door het gebruik van een per unit-systeem (p.u.) voor de toestandsvariabelen. Dit p.u.-systeem maakt het eenvoudiger om gewichtsfactoren te vergelijken en verkleint bovendien de stap naar een digitale fixed-point implementatie. Voor een voorspellingshorizon van  $N$  update-periodes bekomt men dan de volgende uitdrukking voor de kostenfunctie van fase  $x$ :

$$\begin{aligned} J_x^k = & W_{k+2}[(i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2})^2 + W_{vc}(v_{c,r}^{k+2} - v_{cx}^{k+2})^2] \\ & + \dots \\ & + W_{k+N+1}[(i_{x,r}^{k+N+1} - i_x^{k+N+1})^2 + W_{vc}(v_{c,r}^{k+N+1} - v_{cx}^{k+N+1})^2] \end{aligned} \quad (4.32)$$

De variabelen met subscript  $r$  zijn wenswaarden, de gewichtsfactor  $W_{k+i+1}$  drukt het relatieve belang uit van de kost in update-periode  $i + 1$  van de voorspellingshorizon en is net zoals  $W_{vc}$  dimensieloos.

Indien de voorspellingshorizon beperkt wordt tot één update-periode,  $N = 1$ , vereenvoudigt de kostenfunctie van fase  $x$  tot:

$$J_x^k = (i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2})^2 + W_{vc}(v_{c,r}^{k+2} - v_{cx}^{k+2})^2 \quad (4.33)$$

De totale kostenfunctie  $J^k$  is de som van de kostenfuncties voor de drie fasen:

$$J^k = J_a^k + J_b^k + J_c^k. \quad (4.34)$$

$V_{DC}$	100V	$L$	14.5 mH
$C$	110 $\mu$ F	$R$	4.5 $\Omega$

Tabel 4.1: Modelparameters

$V_b$	400 V
$I_b$	10 A
$\omega_b$	$100\pi$ rad/s

Tabel 4.2: Basiswaarden p.u.-systeem

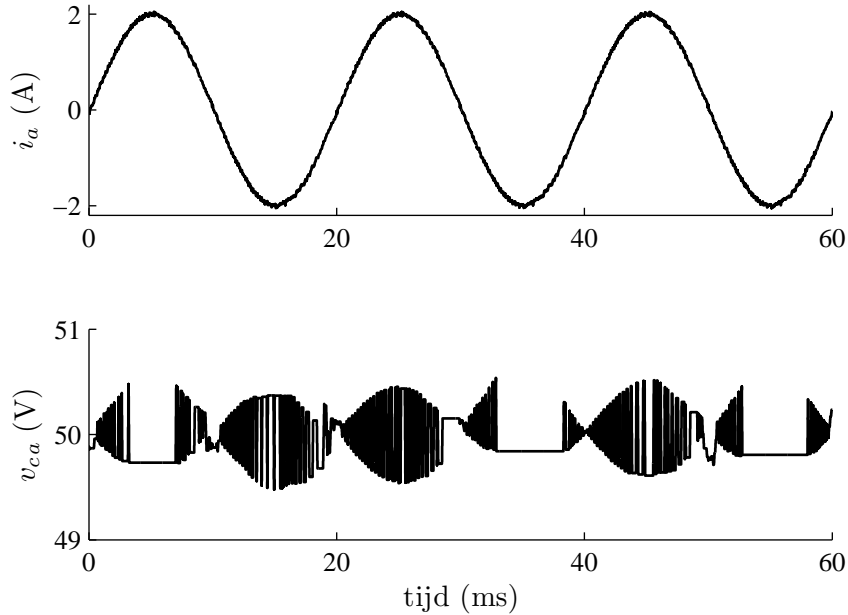
### 4.6.3 Analyse van de controlekwaliteit

#### A. Controlekwaliteit in een specifieke situatie

De performantie van de voorgestelde modelgebaseerde voorspellende controle wordt hier onderzocht aan de hand van simulaties. De parameters van het gesimuleerde systeem zijn gegeven in tabel 4.1. Deze parameters worden zowel gebruikt in de simulatie van het systeem als in de regelaar, zodat de regelaar over een perfect model beschikt. In de uitgevoerde experimenten is het gebruikte model uiteraard niet perfect. Zowel voor de simulaties als de experimenten worden dezelfde basiswaarden voor het p.u.-systeem gebruikt; deze zijn gegeven in tabel 4.2. Bijgevolg zijn alle toestandsvariabelen en de gewichtsfactor  $W_{vc}$  dimensieloos. De update-frequentie  $f_u$  bedraagt 20 kHz, bijgevolg duurt iedere update-periode  $T_u$  50  $\mu$ s.

In eerste instantie wordt de discussie beperkt tot de analyse van een regelaar met voorspellingshorizon  $N = 1$ , zodat de gebruikte kostenfunctie deze van vergelijking (4.33) is. Bovendien zijn alle overgangen van de schakeltoestanden toegelaten. Zoals reeds opgemerkt in §2.5.2 p.55 heeft ieder inverterbeeen twee complementaire paren van schakelaars zodat er per been  $2^2 = 4$  mogelijke schakeltoestanden zijn. Voor de invertorschakeltoestanden resulteert dit in  $4^3 = 64$  mogelijke schakeltoestanden. Bijgevolg bevat de finite-set van mogelijke acties voor de regelaar dus 64 schakeltoestanden. De set van sterk gekoppelde vergelijkingen (4.27)-(4.31) moet dus 64 maal geëvalueerd worden per update-periode.

In figuur 4.7 worden de resultaten weergegeven voor de stroom- en capaciteitsspanningscontrole bij een gewichtsfactor  $W_{vc} = 2.15$ . In de figuur is duidelijk te zien dat de wenswaarde van de uitgangsstroom goed gevolgd wordt. Bovendien is het duidelijk dat ook de capaciteitsspanning  $v_{ca}$  dicht bij de wenswaarde van  $\frac{V_{DC}}{2}$  blijft. Voor de goede werking van de multilevel-converter is het noodzakelijk dat de FC's gebruikt worden. Wanneer de FC's in serie met de last geschakeld worden zullen deze op- of ontladen ten gevolge van de fasestroom en dus is een zekere mate van afwijking t.o.v. de wenswaarde normaal. Zoals verwacht is deze afwijking groter bij hogere ogenblikkelijke stroomwaarden. De controlekwaliteit van het FS-MBPC-algoritme is dus goed, maar ook met andere waarden van de gewichtsfactor  $W_{vc}$  kan een goede controlekwaliteit gerealiseerd worden. Uit de structuur van de kostenfunctie kan afgeleid worden dat een hogere waarde van de



Figuur 4.7: Stroom  $i_a$  en capaciteitsspanning  $v_{ca}$  van fase  $a$  voor een gewichtsfactor 2.15 met een wenswaarde voor de stroomamplitude van  $I_w = 2$  A en 50 Hz frequentie (simulatie).

gewichtsfactor  $W_{vc}$  de controlekwaliteit van de capaciteitsspanning zal verbeteren ten koste van de kwaliteit van de stroomcontrole. In welke mate dit gebeurt is echter moeilijk in te schatten. Daarom wordt in de literatuur [74] vaak een toevlucht genomen tot een trial-and-error methode om een geschikte gewichtsfactor te vinden voor MBPC van vermogenselektronische omvormers. Typisch wordt lukraak een waarde voor de gewichtsfactor gekozen, indien de controlekwaliteit acceptabel is wordt deze waarde verder gebruikt, zoniet wordt een andere waarde gekozen. De keuze voor een bepaalde gewichtsfactor is dus niet gefundeerd, vooral omdat het zeer moeilijk is om op een objectieve manier de controlekwaliteit af te leiden uit visuele inspectie van de stroom-en spanningsgolfvormen.

#### B. Objectieve kwantificatie van de controlekwaliteit

Om op een objectieve manier de resultaten voor verschillende waarden van  $W_{vc}$  te vergelijken wordt in dit proefschrift gebruik gemaakt van de gemiddelde kwadratische fout (mean square error, MSE) van de uitgangsstroom en capaciteitsspanning

#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 135

t.o.v. hun wenswaarden. De formule voor de MSE van de variabele  $x$  t.o.v. de wenswaarde  $x_{ref}$  is gegeven in vergelijking (4.35). Daarbij is  $m$  het aantal bemonsterde waarden die in de berekening gebruikt worden. Om de MSE correct te berekenen moet  $m$  zo gekozen worden dat een geheel aantal (praktisch 2 tot 100) fundamentele periodes gemeten wordt.

$$\text{MSE}(x) = \frac{\sum_{k=1}^m (x_{ref}^k - x^k)^2}{m} \quad (4.35)$$

In de berekening van de MSE worden de p.u.-waarden van de uitgangsstroom  $i_a$  en capaciteitsspanning  $v_{ca}$  gebruikt. Zodoende is de MSE een dimensieloze waarde die een maat is voor de afwijking van de gecontroleerde variabelen t.o.v. hun wenswaarden, of dus voor de controlekwaliteit. Door het dimensieloze karakter van de MSE kan op een eenvoudige manier een bijkomende maatstaf voor de globale controlekwaliteit geconstrueerd worden. Hierbij kan de globale controlekwaliteit uitgedrukt worden als de (gewogen) som van de MSE-waarden voor uitgangsstroom en capaciteitsspanning (dit definieert dus in feite opnieuw een kostenfunctie). De eventuele wegingsfactor kan gebruikt worden indien het voor bepaalde toepassingen wenselijk is de nadruk te leggen op de controlekwaliteit van één van de gecontroleerde variabelen, maar in dit proefschrift (zonder specifieke toepassingsvereisten) zal de wegingsfactor gelijk aan 1 genomen worden.

De MSE-waarde is een goede maat voor de controlekwaliteit, waarbij kleine waarden van de MSE duiden op een goede controlekwaliteit. Dit is intuïtief duidelijk bij het gebruik van kwadratische kostenfuncties, waar de uitdrukking van de MSE-waarde de vorm van een kostenfunctie heeft en dus direct de mate weergeeft waarin de regelaar in staat is om de termen van deze kostenfunctie te minimaliseren. Ook bij andere vormen van kostenfuncties is de MSE echter een zeer goede maatstaf (al is de intuïtieve overeenkomst met de kostenfunctie verloren). Dit betekent geenszins dat de MSE de enige maatstaf kan zijn om de controlekwaliteit te kwantificeren. Een goed alternatief is de gemiddelde absolute fout (mean absolute error, MAE) die berekend wordt als:

$$\text{MAE}(x) = \frac{\sum_{k=1}^m |x_{ref}^k - x^k|}{m} \quad (4.36)$$

Grotendeels hebben de MSE en de MAE dezelfde eigenschappen:

- kleinere waarden duiden op een betere controlekwaliteit
- het minimum is 0 en dit wordt bereikt wanneer een toestandsvariabele gelijk is aan de wenswaarde over de volledige periode waarin de waarde berekend wordt

- negatieve en positieve afwijkingen tellen gelijk mee en neutraliseren elkaar niet
- toepasbaarheid op om het even welke toestandsvariabele en bij elk tijdsverloop van deze variabele (constant, sinusregime, transiënt,...), zolang een wenswaarde gegeven is
- goede toepasbaarheid op p.u.-waarden

Als de drie belangrijkste verschillen tussen de MSE en MAE methode moeten de volgende elementen opgesomd worden:

- een grotere variatie in waarden voor MSE t.o.v. de MAE voor dezelfde fouten, dit betekent dat bij de MSE eerder een logaritmische schaal en bij de MAE eerder een lineaire schaal gebruikt kan worden
- een ietwat eenvoudiger intuïtief aanvoelen van MAE-waarden (zeker wanneer die uitgedrukt worden in %) t.o.v. MSE-waarden
- in de MSE-waarde zullen grote afwijkingen t.o.v. de wenswaarde (cfr. outliers in de statistiek) sterker doorwegen dan in de MAE-waarde

Hierbij dient nog opgemerkt te worden dat vooral de derde reden doorslaggevend moet zijn voor het gebruik van de MAE dan wel de MSE, aangezien aan de eerste en tweede aspecten ook tegemoet gekomen wordt door het gebruik van de effectiefwaarde van de fout (root mean squared error, RMSE) gedefinieerd door:

$$\text{RMSE}(x) = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^m (x_{ref}^k - x^k)^2}{m}} \quad (4.37)$$

Uiteindelijk zal de keuze voor het gebruik van de MSE, RMSE of MAE hoofdzakelijk bepaald worden door de wenselijkheid dan wel negatieve invloed van de grote weging van extreme waarden. Dit is uiteraard erg afhankelijk van de toepassing. Het kan immers zijn dat een grote afwijking niet zwaar gewogen moet worden in de kwantificatie van de fout (als bvb. thermische overwegingen voor de last een rol spelen zal een tijdelijke piek in de stroomwaarde niet snel voor een overdreven opwarming zorgen). In andere gevallen moeten pieken absoluut vermeden worden (wanneer koppelstoten of het ontstaan van hotspots in halfgeleidercomponenten bij piekstromen schade kunnen berokkenen). Indien voor een bepaalde toepassing echt duidelijk de MSE dan wel MAE geprefereerd worden, moet men wel durven een kritische bedenking maken. Het afstemmen van de voorspellende regelaar op de randvoorwaarden van de toepassing gebeurt immers bij voorkeur niet door



#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 137

de keuze van de analysetechniek. Het is dan beter dit te realiseren door een wel-overwogen ontwerp van de kostenfunctie en eventuele restricties op de finite-set waaruit de controle-acties gekozen worden. Verder zal de keuze weinig invloed hebben aangezien de kwantificatie van de fout net gebruikt wordt om verschillende werkingstoestanden of implementaties met elkaar te vergelijken. In het merendeel van de gevallen kunnen dus zowel MSE, RMSE of MAE gebruikt worden.

De beschouwingen omtrent de kwantificatie van de fouten kunnen niet compleet zijn zonder de vermelding van de totale harmonische distorsie (total harmonic distortion, THD). De THD wordt gedefinieerd als de verhouding van de som van de vermogens van alle harmonische componenten t.o.v. het vermogen van de fundamentele frequentie:

$$\text{THD}(x) = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} x_n^2}{x_1^2}} \quad (4.38)$$

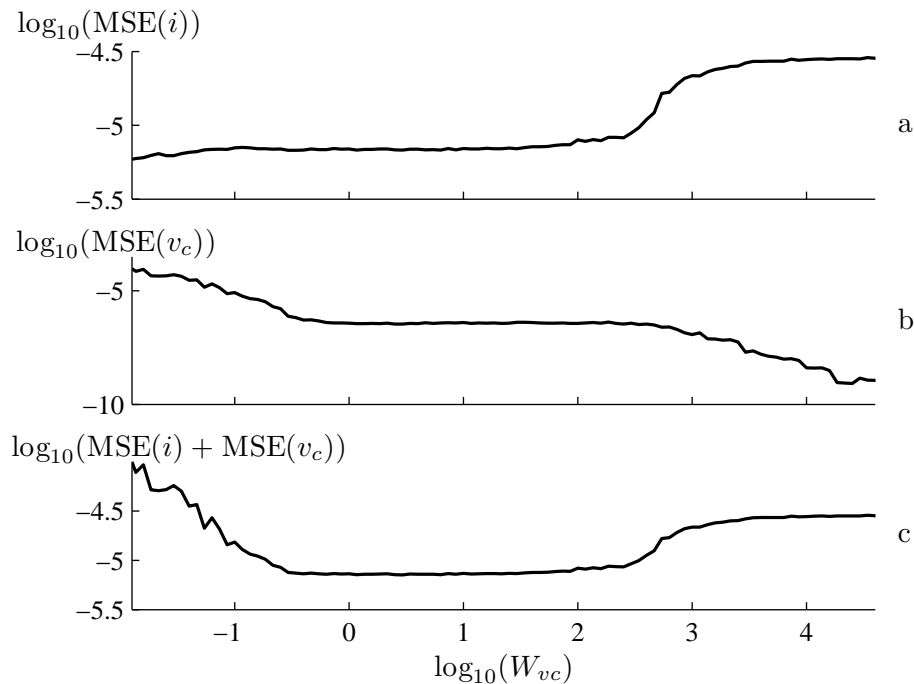
Praktisch wordt het aantal harmonischen in de berekening gelimiteerd (tot bvb. 40) om de rekenvereisten te beperken. Alternatief wordt ook de THD+ruis (THD+noise) gebruikt waar in de teller het totale vermogen, verminderd met het fundamentele vermogen gebruikt wordt. In vermogenselektronica wordt de THD van stromen en spanningen vaak gebruikt als maatstaf voor de kwaliteit, meestal uitgedrukt als percentage THD of THD+ruis. Daarom gebruiken verschillende auteurs de THD als de fouten van de stroom gekwantificeerd worden (hoewel dit niet systematisch gedaan wordt). De vertrouwdeheid van de THD en het feit dat THD gerelateerd is aan de bijkomende koperverliezen ten gevolge van een niet-perfecte controle zijn de belangrijkste voordelen van de methode. Als specifiek eigenschap (zowel voor- als nadeel) t.o.v. het gebruik van MAE, MSE of RMSE kan ook de ongevoeligheid voor DC-afwijkingen opgemerkt worden.

De THD heeft echter als groot nadeel dat afwijkingen van deze fundamentele component ten opzichte van de wenswaarde niet beschouwd worden (dit zou kunnen gerealiseerd worden door een afwijkende invulling waarbij de THD+noise berekend wordt met in de noemer de wenswaarde, maar een dergelijke definitie van THD wordt normaliter niet gebruikt). Bijkomend nadeel van de THD is dat het een maatstaf is die ontwikkeld is voor sinusregime van stromen en -spanningen. Dit betekent dat in transiënte werking en voor DC-wenswaarden (bvb. de FC's van de multilevel-invertoren) de THD geen betekenis heeft. De THD zal dus ook niet toelaten een globale analyse van de controlekwaliteit uit te voeren.

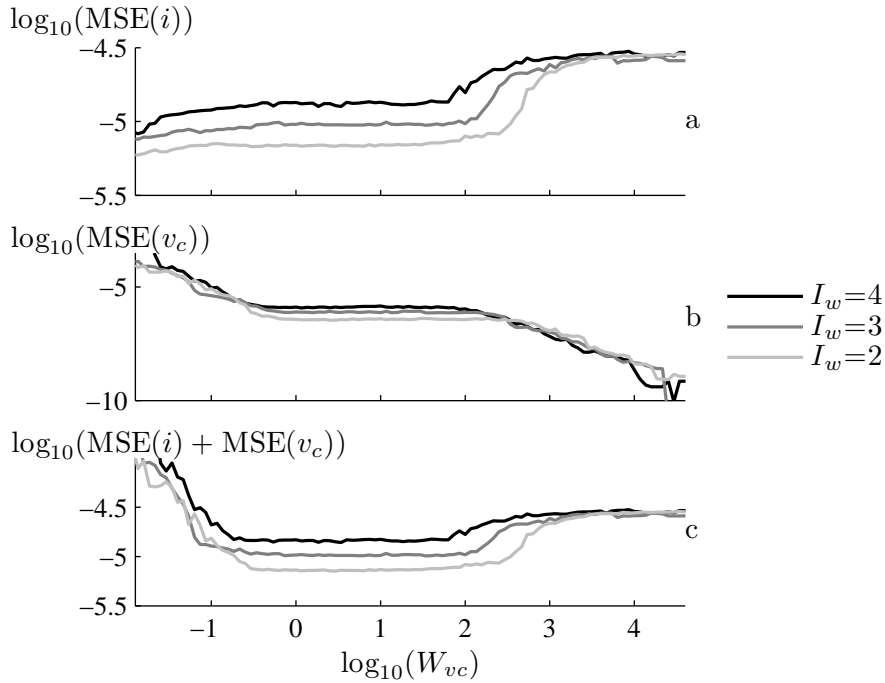
In het vervolg van dit hoofdstuk zal voornamelijk de MSE-waarde van de toestandsvariabelen gebruikt worden, zoals ook in [75–77] gedaan werd.

### C. Controlekwaliteit in functie van de gewichtsfactor $W_{vc}$

In figuur 4.8 zijn de MSE-waarden getoond op een logaritmische schaal voor een breed bereik van de waarde van de gewichtsfactor  $W_{vc}$ . Zoals verwacht vertoont in figuur 4.8a de MSE van de stroom een vermindering van de stroomkwaliteit wanneer de gewichtsfactor  $W_{vc}$  toeneemt. In figuur 4.8b is het duidelijk dat de controlekwaliteit voor de capaciteitsspanningen net toeneemt met een stijgende gewichtsfactor. De MSE-waarden in functie van de gewichtsfactor vertonen echter bepaalde intervallen waar de controlekwaliteit voor stroom en capaciteitsspanning nagenoeg constant is. Daarbij valt vooral op dat in een breed interval voor  $W_{vc}$  de controlekwaliteit zowel voor de uitgangsstroom als de capaciteitsspanning goed is. Dit interval is ook duidelijk te zien in figuur 4.8c waar het logaritme van de som van de MSE voor de gecontroleerde toestandsvariabelen is weergegeven. Een goede waarde voor  $W_{vc}$  dient dan ook in dit interval gekozen te worden. In figuur 4.9 zijn opnieuw de logaritmes van de MSE van uitgangsstroom, capaciteitsspanning en de som van beide MSE-waarden weergegeven, maar ditmaal



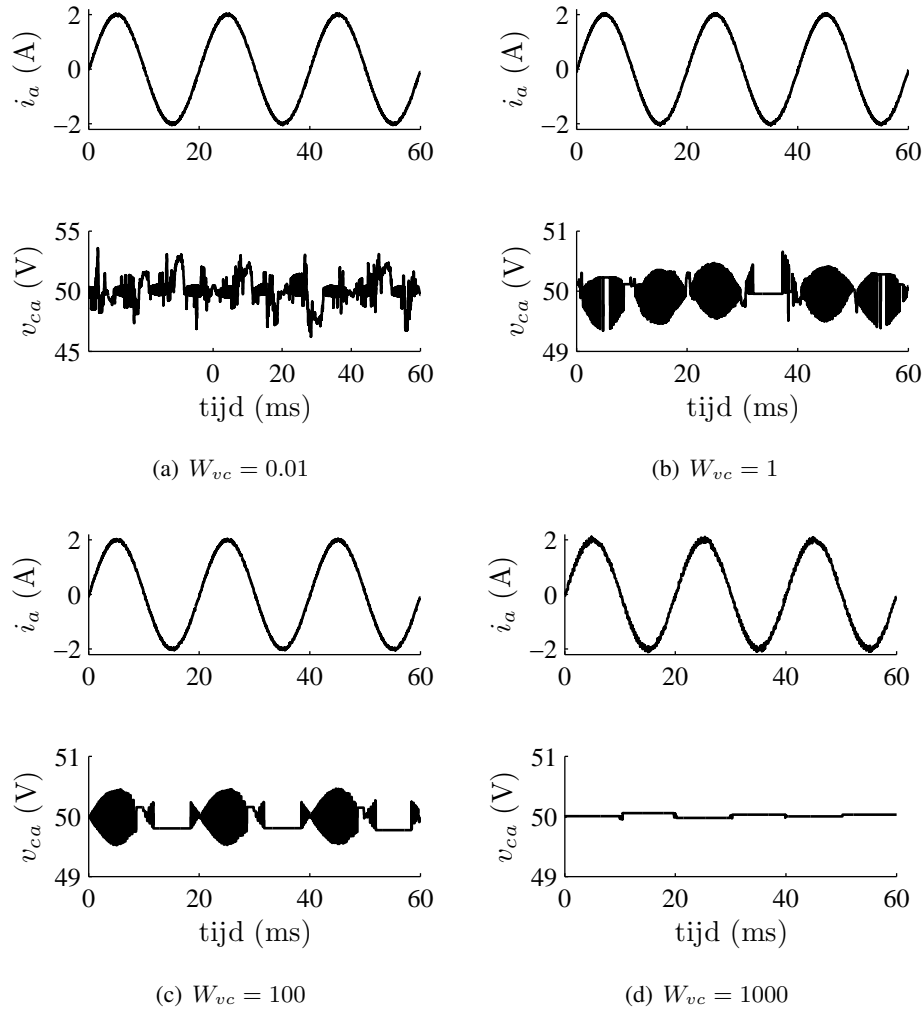
Figuur 4.8: MSE voor stroom (a), capaciteitsspanning (b) en totale fout (c) bij  $I_w = 2$  A



Figuur 4.9: MSE voor stroom (a), capaciteitsspanning (b) en totale fout (c) bij  $I_w = 4$  A,  $I_w = 3$  A en  $I_w = 2$  A

voor verschillende amplitudewenswaarden. De controlekwaliteit voor de hogere stroomamplituden is duidelijk wat minder. Dit is volstrekt normaal aangezien hogere stroomamplitudes een grotere variatie van de capaciteitsspanning teweeg zullen brengen. De belangrijkste conclusie uit deze figuur is het feit dat de goede intervallen voor  $W_{vc}$  samenvallen voor alle stroomamplitudes. Een goede keuze voor  $W_{vc}$  hangt dus niet op een kritische wijze af van de gebruikte stroomamplitude.

Het gebruik van de MSE-waarden laat dus een duidelijke en objectieve analyse toe van de controlekwaliteit voor FS-MBPC van een 3L-FCC. Om een beter idee te krijgen van de fysische interpretatie van deze MSE-waarden is het instructief om de stroom- en capaciteitsspanningsgolfvormen te bekijken voor enkele karakteristieke gevallen. Voor lage waarden van  $W_{vc}$  (figuur 4.10(a)), d.w.z. waarden beneden het goede interval, is de stroomcontrole zeer goed (de MSE-waarde is daar zeer laag). De hoge MSE-waarde voor de capaciteitsspanning wordt veroorzaakt door de aanzienlijke afwijkingen van  $v_{cx}$  t.o.v. de wenswaarde, de regelaar laat deze afwijkingen toe om een betere stroomcontrole te bekomen.



Figuur 4.10: Stroom- en spanningsgolfvormen voor lage  $W_{vc}$  (a),  $W_{vc}$  waarden aan het begin en einde van het goede interval (b) en (c) en hoge  $W_{vc}$  (d)

Binnen het goede interval van  $W_{vc}$  is de controlekwaliteit steeds behoorlijk voor beide gecontroleerde variabelen, toch zijn er duidelijke kwalitatieve verschillen tussen de lage en hoge waarden binnen dit interval, zoals respectievelijk te zien is in figuren 4.10(b) en 4.10(c). In het volledige goede interval van  $W_{vc}$  blijft de capaciteitsspanning veel dicht bij de wenswaarde, zonder de stroomkwaliteit te compromitteren. De manier waarop dit gebeurt is echter erg verschillend. Voor de lage waarden van dit interval wordt de capaciteitsspanning goed gecontroleerd

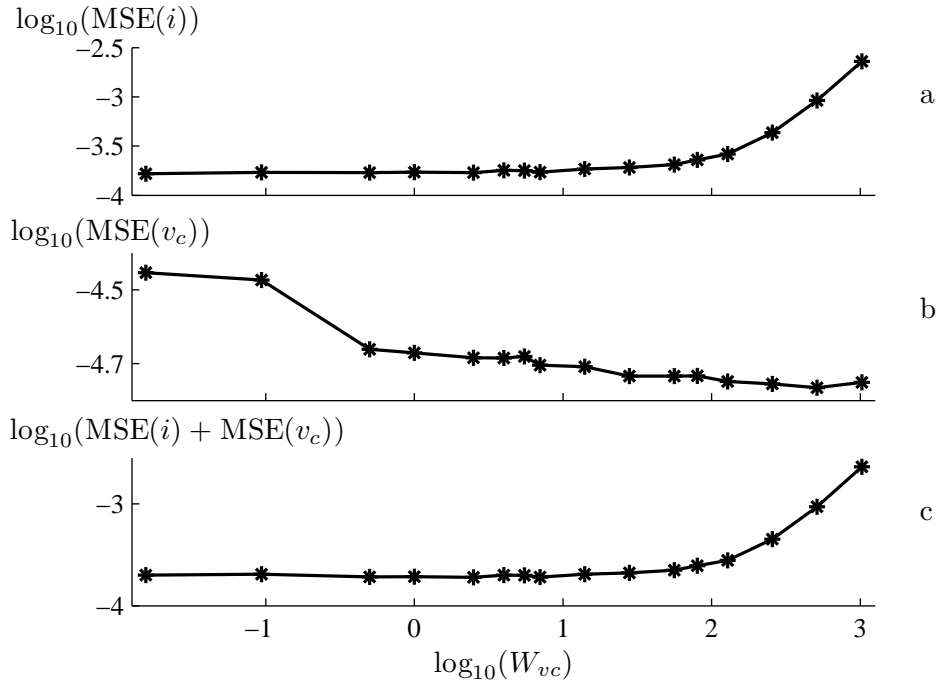
door de capaciteiten zeer vaak in serie te schakelen met de last. Voor de hoge waarden binnen het interval echter worden de capaciteiten enkel gebruikt wanneer de ogenblikkelijke stroomamplitude erg laag is zodat de impact op de capaciteitsspanning beperkt is. Wanneer de ogenblikkelijke stroomamplitude hoog is, worden de capaciteiten minder gebruikt zodat hun spanning beter constant blijft, relatief dicht bij de wenswaarde.

Wanneer  $W_{vc}$  steeds groter gekozen wordt, worden de capaciteiten steeds minder gebruikt en blijft hun waarde steeds dicht bij de wenswaarde behouden. In figuur 4.10(d) zijn de golfvormen gegeven voor een hoge waarde van  $W_{vc}$ . Aangezien de tussenliggende spanningsniveaus niet benut worden wanneer de capaciteiten niet in serie geschakeld zijn met de last, raakt op deze manier het multilevel-karakter van de inverter verloren. Naarmate de inverter zich steeds meer als een 2L-VSI gaat gedragen zal de controlekwaliteit van de stroom achteruit gaan (en dus de MSE stijgen). Dit gedrag is uiteraard ongewenst.

#### D. Experimentele resultaten

De voorgaande discussie maakt duidelijk dat de MSE-waarden toelaten om op een objectieve wijze de controlekwaliteit van de voorspellende regelaar te analyseren en te beoordelen. Steunend op deze analyse kan een interval van goede waarden voor de gewichtsfactor geselecteerd worden. De resultaten van de simulatiestudie zijn in het kader van het proefschrift ook experimenteel geverifieerd. Daartoe werd een driefasige 3L-FCC gebouwd aan de hand van PEBB's die binnen EELAB ontworpen werden. De inverter werd voorzien van de nodige ADC's en gecontroleerd door een Xilinx Virtex-II Pro FPGA. Meer details over de gerealiseerde inverter zijn te vinden in bijlage C.7.2. De implementatie van het FS-MBPC-algoritme is verre van triviaal. Het aantal berekeningen dat dient uitgevoerd te worden in de korte update-periode ( $50 \mu s$ ) is immers bijzonder groot. In [75] wordt dieper ingegaan op de rekentechnische vereisten voor het implementeren van het algoritme bij een inverter met drie spanningsniveaus (64 schakeltoestanden), vier spanningsniveaus (512 schakeltoestanden) en vijf spanningsniveaus (4096 schakeltoestanden). De gebruikte implementatieprincipes en de bekomen resultaten worden uitvoerig besproken in [75, 78] en worden ook besproken in bijlage C.

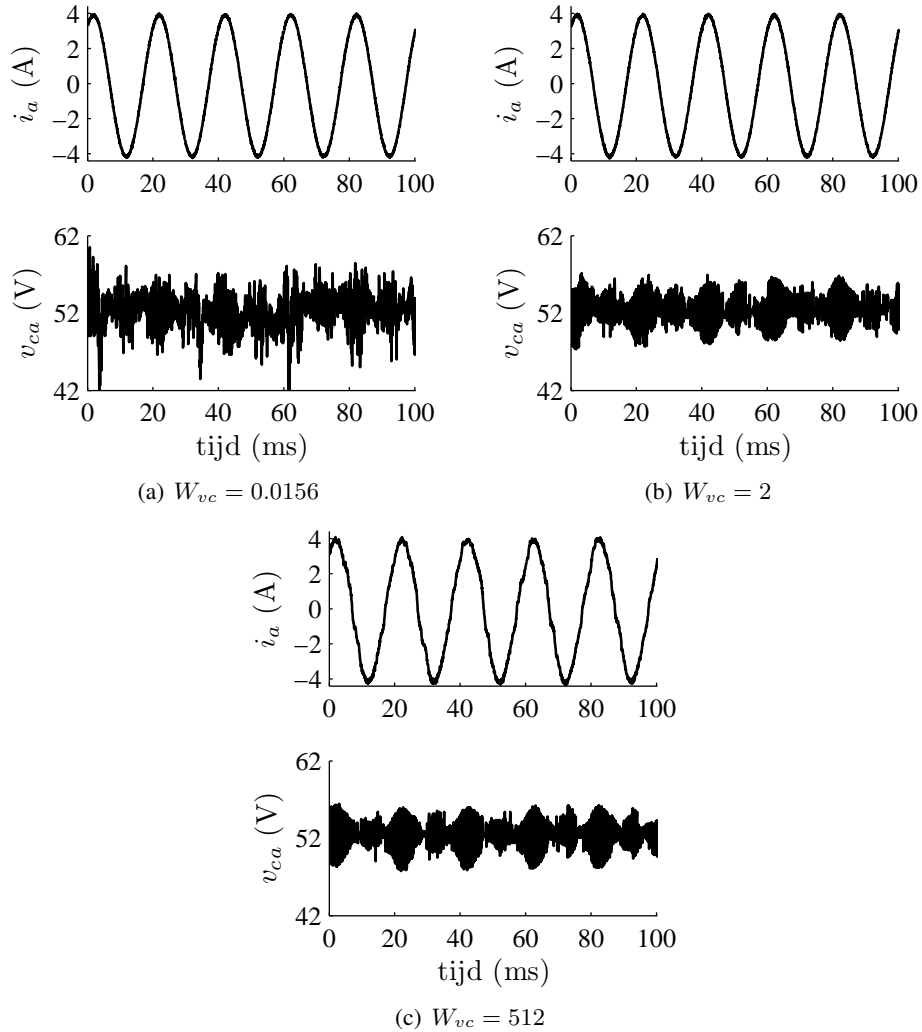
De experimenteel opgenomen MSE-waarden, bij dezelfde omstandigheden als die gebruikt in de simulaties, zijn weergegeven in figuur 4.11. Belangrijke trends uit de simulatiestudie worden bevestigd: er is een sterke reductie van de stroomcontrolekwaliteit bij stijgende gewichtsfactor  $W_{vc}$  en goede simultane stroom- en capaciteitsspanningscontrole is mogelijk voor een breed interval van waarden voor  $W_{vc}$ . De experimentele resultaten tonen aan dat het mogelijk is om aan de hand van een aantal simulaties een goed interval voor gewichtsfactoren te bepalen en deze te gebruiken in een werkelijke implementatie.



Figuur 4.11: Experimenteel bekomen MSE voor  $I_w = 4A$

Toch zijn ook enkele duidelijke verschillen op te merken ten opzichte van de simulatiestudie. Zo is er geen verdere verbetering van de controlekwaliteit voor de capaciteitsspanning bij hogere waarden van  $W_{vc}$  terwijl de stroomcontrolekwaliteit sterker dan verwacht achteruit gaat.

Om een beter zicht te krijgen op de concrete evolutie van de controlekwaliteit worden in figuren 4.12(a)-4.12(c) de golfvormen van uitgangsstroom en capaciteitsspanning weergegeven voor respectievelijk een lage, gemiddelde en hoge  $W_{vc}$ . Bij een lage waarde van  $W_{vc} = 0.0156$  is de stroomcontrole inderdaad erg goed, zoals te zien is in figuur 4.12(a). De capaciteitsspanning vertoont aanzienlijke afwijkingen maar blijft goed geregeld rond de wenswaarde. Voor een waarde van  $W_{vc} = 2$  (in het goede interval) is volgens figuur 4.12(b) de stroomcontrole nog steeds goed (de MSE-waarde toont dit ook aan) en de afwijkingen van de capaciteitsspanning zijn lager. Voor een hoge waarde van  $W_{vc} = 512$ , figuur 4.12(c), is de stroomcontrole duidelijk veel minder goed. De capaciteitsspanning blijft dicht bij de wenswaarde geregeld, maar niet beter dan bij een gemiddelde  $W_{vc}$ . Bovendien ontbreken in de capaciteitsspanning de periodes waarin een goede waarde vastgehouden wordt en de controle overgaat naar een tweelevel-werking, zoals opgemerkt



Figuur 4.12: Stroom- en spanningsgolfvormen voor lage  $W_{vc}$  (a), een  $W_{vc}$  waarde in het goede interval (b) en hoge  $W_{vc}$  (c) bij  $I_w = 4$  A

in de simulaties. In de experimentele resultaten wordt de capaciteit integendeel nog vaker gebruikt. De oorzaak voor de afwijking tussen de simulatie- en experimentele resultaten moet gezocht worden in de ruis die aanwezig is in de meting van de capaciteitsspanningen voor de experimentele opstelling. Bij de simulaties worden perfecte meetwaarden gebruikt, zodat een capaciteit waarvan de spanning minimaal afwijkt van de wenswaarde bij hoge gewichtsfactoren niet meer gebruikt wordt omdat de geassocieerde kost van een capaciteitsspanningsafwijking te groot

is. Bij de experimentele opstelling zal ruis op de gemeten capaciteitsspanning bij hoge gewichtsfactoren steeds zorgen voor een kost die minimaal is bij het corrigeren van die kleine (schijnbare) afwijkingen. Bijgevolg zal volgens het algoritme de optimale schakelactie steeds een (nutteloze) correctie van de capaciteitsspanning beogen en daarbij de stroomcontrole verwaarlozen (de kost geassocieerd met deze afwijking is niet groot genoeg om de schakelactie suboptimaal te maken). Dit gedrag van de regelaar voor hoge gewichtsfactoren bij experimenten, excessief inschakelen van de capaciteit, lijkt tegengesteld aan het gedrag in simulatie, waar de capaciteit uiterst zelden ingeschakeld wordt. Beide types gedrag zijn te vermijden aangezien ze geen feitelijke verbetering van de capaciteitsspanning veroorzaken en de stroomkwaliteit degraderen. Bovendien zijn beide types gedrag in feite de manifestatie van hetzelfde probleem: door de formulering van de kostenfunctie wordt tijdens de optimalisatie gezocht naar een minimale ogenblikkelijke afwijking van de capaciteitsspanningen t.o.v. de wenswaarde. In werkelijkheid echter mag (en moet voor een correcte werking als multilevel-inverter) de capaciteitsspanning ogenblikkelijk lichtjes afwijken van de wenswaarde, mits bepaalde grenzen niet overschreden worden. In feite werd dus het verkeerde gevraagd van de regelaar indien de nadruk werd gelegd op de spanningsafwijking. Daarom worden hierna enkele alternatieve versies van de kostenfunctie besproken.

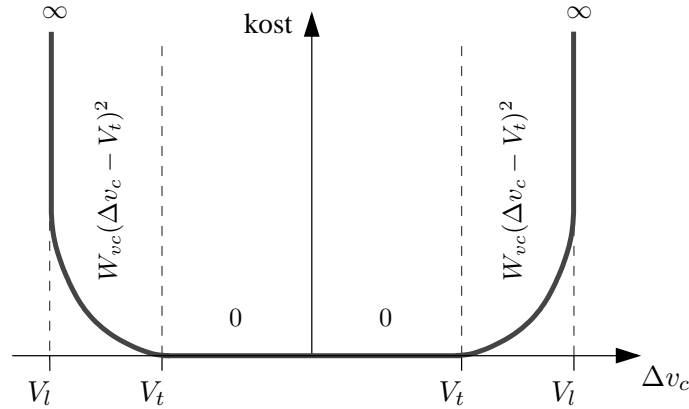
#### 4.6.4 Alternatieve versies van de kostenfunctie

De formulering van de controledoelstellingen via de kostenfunctie van vergelijking 4.33 resulteert niet volledig in het gewenste gedrag. Zoals reeds eerder besproken bij de algemene kenmerken van voorspellende regelaars is een goede, unbiased kostenfunctie echter cruciaal. In §2.5.2 werd bij de bespreking van de topologie en controle van multilevel-converteren opgemerkt dat de spanning van de capaciteiten zo gekozen wordt dat alle schakelaars eenzelfde spanningsbelasting hebben. Voor een 3L-FCC betekent dit concreet dat de wenswaarde voor de capaciteitsspanning  $\frac{V_{dc}}{2}$  is, zodat de maximale sperspanning voor de schakelaars slechts de helft hoeft te zijn t.o.v. de situatie van een tweelevel-converter. De spanning op de capaciteiten, en dus de spanning over de schakelaars, mag echter in zekere mate afwijken van deze wenswaarden. Om voldoende vrijheid toe te laten in de capaciteitsspanning is het voordelig om de kostenfunctie te wijzigen naar de vorm van vergelijking 4.39.

$$J_x^k = \begin{cases} (i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2})^2 & 0 \leq |\Delta v_{cx}| \leq V_t \\ (i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2})^2 + W_{vc}(|\Delta v_{cx}| - V_t)^2 & V_t \leq |\Delta v_{cx}| \leq V_l \\ \infty & |\Delta v_{cx}| > V_l \end{cases} \quad (4.39)$$

Hierbij werd de notatie vereenvoudigd door  $\Delta v_{cx} = v_{c,r}^{k+2} - v_{cx}^{k+2}$  in te voeren. Deze kostenfunctie werd ook al voorgesteld in [79] en is grafisch weergegeven in figuur 4.13. Er zijn drie gebieden met een verschillende capaciteitsspanningskost

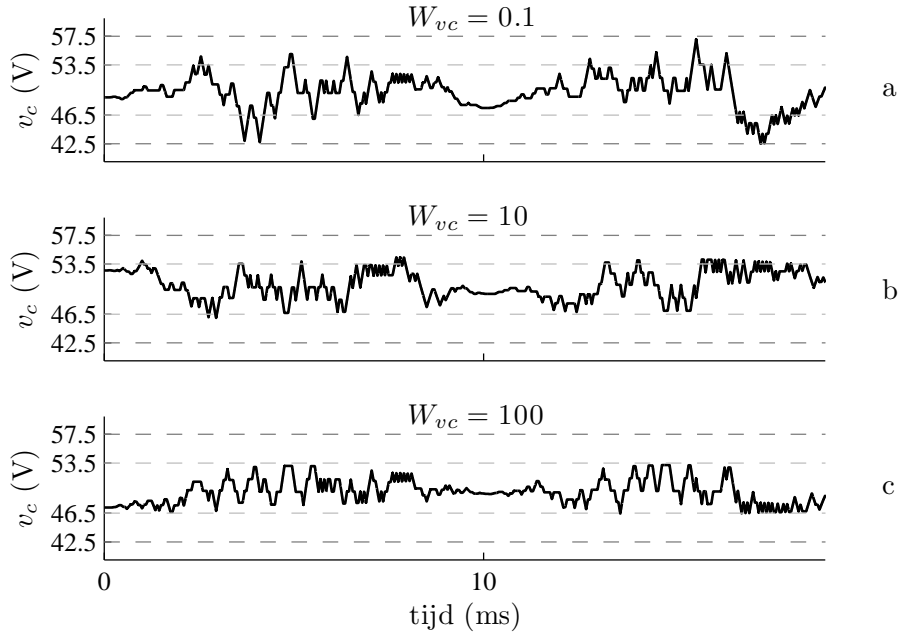




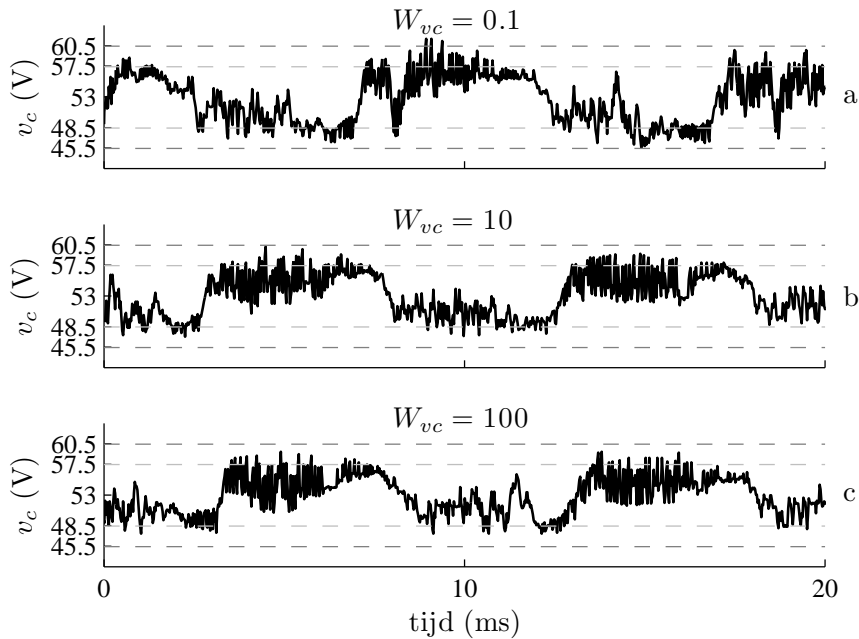
Figuur 4.13: Grafische voorstelling van de kostterm voor de afwijking van de capaciteitsspanning t.o.v. de wenswaarde.

te onderscheiden. Afwijkingen van de capaciteitsspanningen binnen een zekere tolerantieband  $V_t$  worden niet als een kost aangerekend, zodoende zal de regelaar niet proberen de capaciteitsspanning exact naar de wenswaarde te brengen. Dit vermijdt excessief schakelen en tweelevel-werking. De spanning blijft echter wel in de buurt van de wenswaarde en zal meestal niet buiten de tolerantieband treden. Wanneer de spanningsafwijking de tolerantieband overtreft, wordt een kwadratische kost aangerekend voor de afwijking van de capaciteitsspanning buiten de tolerantieband. Excursies van de spanning buiten de band blijven dus beperkt. Om te vermijden dat de ogenblikkelijke variaties van de capaciteitsspanning ervoor zorgen dat de toelaatbare sperspanning van de schakelaars overschreden wordt, is er een oneindige (of alternatief een zeer grote) kost toegekend vanaf een bepaalde veiligheidsgrens. De waarde van deze spanningslimiet  $V_l$  wordt bepaald door de eigenschappen van de schakelaars (maximaal toelaatbare sperspanning) en de inverterconstructie (aanwezigheid van snubbers).

In [79] wordt aangetoond dat bij een dergelijke kostenfunctie het ongewenste gedrag bij hoge gewichtsfactoren niet optreedt, dat de excursies buiten de tolerantieband beperkt blijven en de veiligheidsgrens niet overschreden wordt. Dit is ook te zien in figuur 4.14 waar de capaciteitsspanning in functie van de tijd is weergegeven voor een lage, gemiddelde en hoge waarde van  $W_{vc}$ . Ook de limiet  $V_l$  en tolerantieband  $V_t$  zijn weergegeven. De spanningslimieten worden nooit overschreden en naarmate de gewichtsfactor  $W_{vc}$  stijgt, blijft de capaciteitsspanning in toenemende mate begrensd tot de tolerantieband. De experimentele resultaten van figuur 4.15 leiden tot dezelfde conclusies. Door parameter- en meetfouten zijn de excursies uit de tolerantieband iets groter dan in de simulaties maar nog



Figuur 4.14: De capaciteitsspanning  $v_{c,a}$  bij gebruik van de kostenfunctie van vergelijking 4.39. Simulatie met limietspanning  $V_l = 0.15 \frac{V_{DC}}{2}$  en een tolerantieband  $V_t = 0.07 \frac{V_{DC}}{2}$  voor  $W_{vc} = 0.1$  (a),  $W_{vc} = 1$  (b) en  $W_{vc} = 100$  (c)



Figuur 4.15: De capaciteitsspanning  $v_{c,a}$  bij gebruik van de kostenfunctie van vergelijking 4.39. Meting met limietspanning  $V_l = 0.15 \frac{V_{DC}}{2}$  en een tolerantieband  $V_t = 0.085 \frac{V_{DC}}{2}$  voor  $W_{vc} = 0.1$  (a),  $W_{vc} = 1$  (b) en  $W_{vc} = 100$  (c)

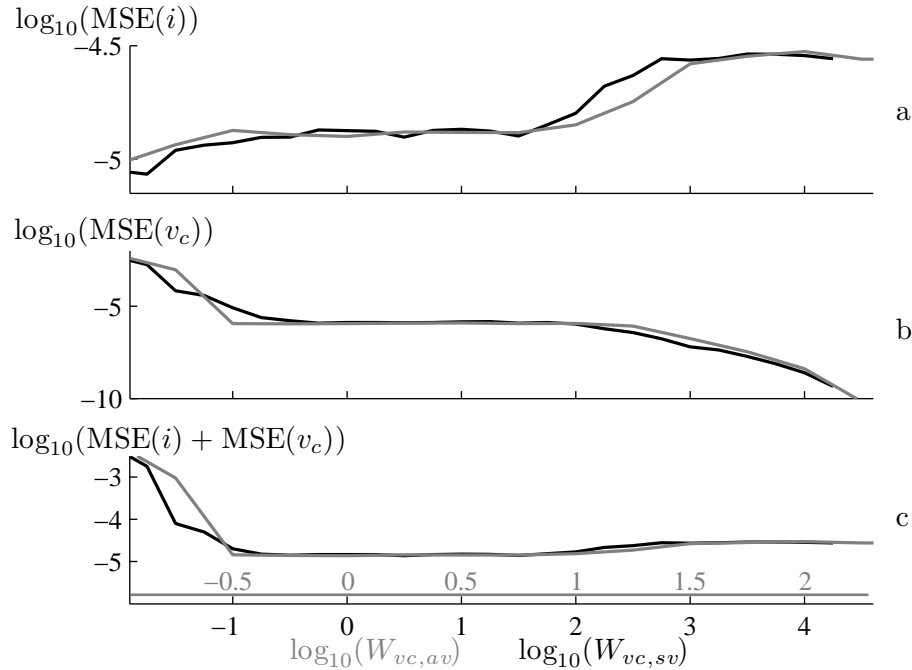
steeds klein. De nieuwe kostenfunctie (vergelijking (4.39)) levert dus een betere systeemcontrole op door concreter uit te drukken wat eigenlijk gewenst wordt van de regelaar. Bovendien kan de reeds besproken analysemethode op basis van de MSE-waarden nog steeds gebruikt worden om de meest geschikte waarden voor de gewichtsfactor  $W_{vc}$  en de breedte van de tolerantieband  $V_t$  te bepalen. In §5.7 p.227 wordt nogmaals teruggekomen op deze vorm van kostenfunctie voor andere fysische grootheden bij de koppelcontrole van draaiveldmachines.

De voorgaande discussie toont duidelijk aan dat het ontwerp van de kostenfunctie erg belangrijk is en dat bij het opstellen van de kostenfunctie voorrang moet gegeven worden aan uitdrukkingen die toelaten om de belangrijke controledoelstellingen duidelijk te formuleren. Dit betekent dat er niet steeds met kwadratische kostenfuncties moet gewerkt worden. Het feit dat zeer vaak gebruik gemaakt wordt van kwadratische termen in de kostenfuncties (zie [74]) stamt, zoals eerder in dit hoofdstuk aangehaald, uit de formulering van MBPC voor offline-optimalisatie (zeker deze waarbij analytische uitdrukkingen bekomen worden die de controle als lineaire toestandsterugkoppeling realiseren, bijvoorbeeld GPC). Het is bij deze technieken immers zo dat de kwadratische kostenfuncties op een relatief eenvoudige, en vooral uit optimale regeltechniek goed gekende, manieren kunnen geoptimaliseerd worden en/of zich lenen voor een analytische behandeling. Voor de online finite-set varianten van voorspellende regelaars speelt dit echter geen echte rol aangezien de kostenfunctie uitgerekend wordt voor alle mogelijke (in de zin van feasible) inputs. De keuzevrijheid bij het ontwerpen van een kostenfunctie is dus veel groter, maar tegelijk is het belangrijk om de rekentechnische aspecten in het oog te houden. Wanneer FS-MBPC geïmplementeerd wordt in een digitale regelaar (DSP of FPGA) met een fixed-point voorstelling<sup>14</sup> zal het kwadrateren van de fouttermen (die normaliter klein zijn bij een goede controle) aanleiding geven tot een groot datatype om voldoende precisie te behouden. Dit verhoogt de computationele vereisten en zal naargelang het type implementatie aanleiding geven tot een grotere cyclustijd of een groter gebruik van digitale hardware. In [79] wordt de implementatie van een kostenfunctie waarin de absolute waarde van de fouten gebruikt wordt, zoals in vergelijking (4.40), onderzocht.

$$J_x^k = \left| i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2} \right| + W_{vc,av} \left| v_{c,r}^{k+2} - v_{cx}^{k+2} \right| \quad (4.40)$$

Hierbij is enerzijds de vraag of de bekomen controlekwaliteit dezelfde is als voor de kostenfunctie met kwadratische termen en anderzijds welke impact dit heeft op de selectie van de gewichtsfactor. Om dit verder te bestuderen wordt de gewichtsfactor voor de kostenfunctie van vergelijking (4.33) aangeduid als  $W_{vc,sv}$  en deze

<sup>14</sup>Bij een fixed-point voorstelling wordt een reëel getal voorgesteld met een beperkt aantal bits voor en na het decimale punt. De precisie van het datatype wordt vaak weergegeven met de notatie  $Qi.f$  waarbij er  $i$  gehele bits en  $f$  fractionele bits zijn.



Figuur 4.16: MSE voor stroom (a), capaciteitsspanning (b) en totale fout (c) bij  $I_w = 4$  A in functie van  $W_{vc,sv}$  (zwarte horizontale as) en  $W_{vc,av}$  (grijze horizontale as) voor de respectievelijke kostenfuncties van vergelijking (4.33) (zwarte lijn) en (4.40) (grijze lijn).

voor de kostenfunctie van vergelijking (4.40) als  $W_{vc,av}$ . In figuur 4.16 zijn de MSE-waarden gegeven voor de uitgangsstroom, de capaciteitsspanningen en de totale fout voor de kostenfunctie met kwadratische fouttermen (zwarte lijn) en de kostenfunctie met absolute-waarde-fouttermen (grijze lijn) in functie van hun respectievelijke gewichtsfactoren  $W_{vc,sv}$  en  $W_{vc,av}$ . De bekomen controlekwaliteit voor zowel de uitgangsstroom als de capaciteitsspanning is dezelfde binnen het goede interval van de betreffende gewichtsfactoren. Bovendien is het uit deze figuur duidelijk dat het goede interval voor beide types kostenfuncties samenvalt indien een schaling van de gewichtsfactoren volgens  $W_{vc,sv} = W_{vc,av}^2$  aangehouden wordt. Een uitgebreidere analyse van deze alternatieve kostenfunctie is te vinden in [79]. Hier volstaat het om op te merken dat een (kleine) reductie in rekenver-eisten kan bekomen worden door het gebruik van de kostenfunctie in vergelijking (4.40) zonder aan controlekwaliteit in te boeten.

Tot nu toe werd in de optimalisatie enkel de controle van de uitgangsstroom en capaciteitsspanning in rekening gebracht. De kostenfunctie laat echter ook toe om

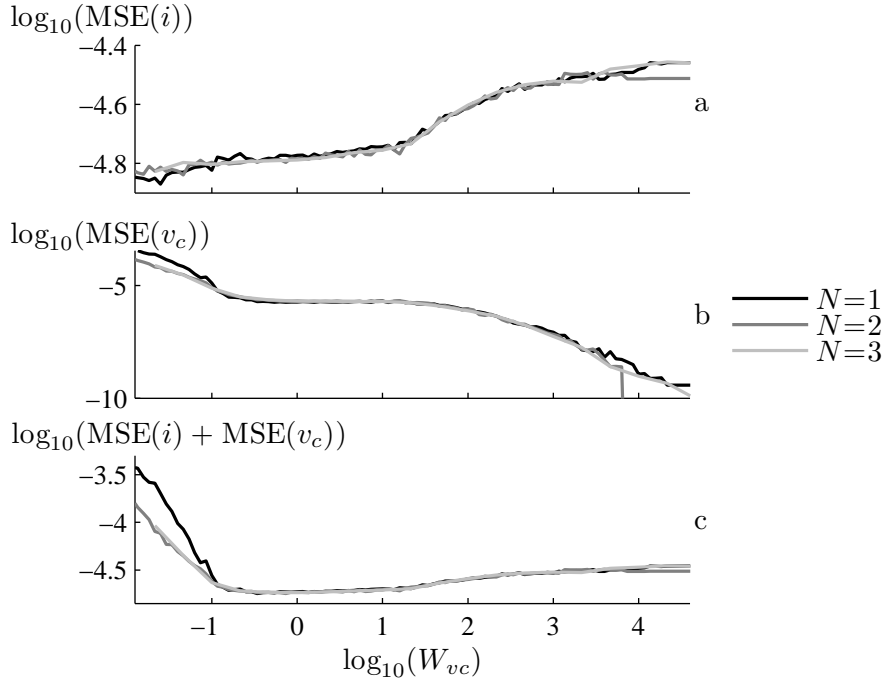
bijkomende criteria voor een goede controle in rekening te brengen. Bij het bepalen van de optimale schakelactie wordt tot nu toe geen rekening gehouden met het aantal schakelaars (IGBT's of MOSFET's) die dienen van geleidingstoestand te veranderen. Het schakelen van de halfgeleiderschakelaars brengt een schakelverlies met zich mee. De grootte van dit schakelverlies is afhankelijk van een aantal invloeden, waaronder de stroom, en het modelleren van dit verlies om het effect correct in rekening te brengen is dan ook geen triviale zaak. In [80] wordt dieper ingegaan op deze modellering en de integratie ervan in de optimalisatie voor MBPC. In elk geval zal het reduceren van het aantal schakelacties de schakelverliezen ten goede komen en in ieder geval excessief schakelen (met bijhorende excessieve opwarming van de schakelaars) vermijden. In [79, 81] wordt dan ook bestudeerd hoe het toevoegen van het aantal schakelacties als kost in de kostenfunctie de controlekwaliteit beïnvloedt. Daarbij werd de kostenfunctie van vergelijking (4.41) gebruikt, waar  $W_s$  de gewichtsfactor voor het schakelen voorstelt en de term  $|S_{1x}^{k+2} - S_{1x}^{k+1}|$  aangeeft of een schakelaar van geleidingstoestand is veranderd of niet.

$$J_x^k = (i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2})^2 + W_{vc}(v_{c,r}^{k+2} - v_{cx}^{k+2})^2 + W_s(|S_{1x}^{k+2} - S_{1x}^{k+1}| + |S_{2x}^{k+2} - S_{2x}^{k+1}|) \quad (4.41)$$

De resultaten maken duidelijk dat deze toevoeging toelaat om het aantal schakelacties gevoelig te verlagen zonder veel toegevingen in de controlekwaliteit van uitgangsstroom en capaciteitsspanning. In [13] wordt het beperken van het aantal schakelacties over een langere horizon zelfs indirect gebruikt als doorslaggevend criterium in de optimalisatie. Op deze implementatie wordt teruggekomen in §5.7.

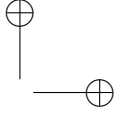
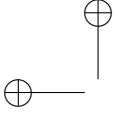
#### 4.6.5 Een grotere voorspellings- en controlehorizon

In §4.3 werden de controlehorizon en de voorspellingshorizon van voorspellende regelaars in hun algemeenheid besproken. Voor dit toepassingsvoorbeeld werd tot nu toe enkel een controle- en voorspellingshorizon van één update-periode beschouwd. Deze keuze is eerder ongebruikelijk voor offline-optimalisatie van het controleprobleem, maar wordt in een online-optimalisatie heel vaak gebruikt. Ook [15, 73] maken gebruik van een enkele update-periode voor de controle- en voorspellingshorizon. De reden ligt voor de hand: de rekenvereisten nemen toe met de macht van de controlehorizon en staan al snel een praktische realisatie in de weg. Het aantal maal dat de vergelijkingen van de voorspellingsfase (4.27)-(4.31) moeten uitgerekend worden is voor een implementatie zonder inputbeperkingen gegeven door  $N64^{N_u}$  voor een 3L-FCC. Bij een controle- en voorspellingshorizon  $N_u = 2$  zijn er dan 4096 en bij  $N_u = 3$  al 262144 schakelsequenties die moeten geëvalueerd worden. Toch wordt regelmatig het uitbreiden van  $N$  en  $N_u$



Figuur 4.17: Simulatiere resultaten voor MBPC met toenemende controle- en voorspellingshorizon (1,2,3) bij  $I_w = 5\text{A}$

genoemd als een interessante mogelijkheid om de performantie van FS-MBPC-algoritmes te verhogen [82]. In [76, 77] werd onderzocht of de stroom- en capaciteitspanningscontrole inderdaad kunnen verbeterd worden door het vergroten van de controle- en voorspellingshorizon, voor een inverter met respectievelijk drie en vier spanningsniveaus. De gebruikte kostenfunctie was deze van vergelijking (4.33). Figuur (4.17) geeft de MSE-waarden voor MBPC van een 3L-FCC bij respectievelijk  $N = N_u = 1$ ,  $N = N_u = 2$  en  $N = N_u = 3$ . Het is duidelijk dat de implementaties met een grotere horizon geen bijkomende verbetering van de controlekwaliteit brengen. Gezien de zeer grote toename in rekenvereisten wanneer de horizon uitgebreid wordt enerzijds en afwezigheid van een verbetering in de controlekwaliteit anderzijds is het niet aangeraden om  $N > 1$  (met  $N = N_u$ ) te kiezen in de beschouwde situatie. Eigenlijk was dit a priori ook te verwachten indien geen bijkomende controledoelstellingen geformuleerd worden of voorwaarden op de schakelacties opgelegd worden. Met een perfect voorspellingsmodel en onder deze omstandigheden zal immers de optimale schakeltoestand in de volgende update-periode nagenoeg steeds hetzelfde zijn of er nu 1, 2 dan wel 3 updateperiodes ver gekeken wordt. Bovendien zal zelfs bij een occasionele andere keuze de controlekwaliteit weinig verder verbeterd kunnen worden.



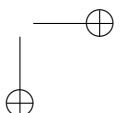
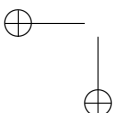
#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 151

Waar het uitbreiden van de controle- en voorspellingshorizon in simulaties weinig voordeel heeft, kan het voor werkelijke implementaties zelfs resulteren in een gevoelige vermindering van de controlekwaliteit. De modellerings- en parameterfouten zorgen er immers voor dat voorspellingen verder in de toekomst minder accuraat zijn. Indien bij de optimalisatie teveel rekening wordt gehouden met de minimalisatie van de afwijkingen in deze verdere update-periodes zal de controlekwaliteit achteruit gaan. De gewichtsfactoren voor de verschillende kostenfunctie-termen  $W_{k+i}$  worden dus best kleiner gemaakt naarmate  $i$  groter is.

De invloed van een grotere controle- en voorspellingshorizon wordt natuurlijk totaal anders wanneer bijkomende controledoelstellingen gesteld worden en/of er beperkingen worden opgelegd op de evolutie van de schakeltoestanden. Een eerste bijkomende controledoelstelling, die reeds eerder werd aangehaald, is het beperken van het aantal schakelacties om de warmteverliezen in de inverter te beperken. Bij de kortst mogelijke controle- en voorspellingshorizon,  $N = N_u = 1$  zoals tot nu toe werd gebruikt, zal het gebruik van een kostenfunctie zoals in vergelijking (4.41) in essentie neerkomen op het uitstellen van een schakelactie tot een grotere afwijking ontstaat op de gecontroleerde toestandsvariabelen. Zoals eerder besproken leidt dit, mits de keuze van een goede gewichtsfactor  $W_s$ , tot een reductie van het aantal schakelacties zonder de controlekwaliteit al te veel te schaden. Het verruimen van zowel de controlehorizon als de voorspellingshorizon laat echter toe het aantal schakelacties van een schakelsequentie in rekening te brengen.

##### 4.6.6 Invloed van het voorspellingsmodel

Het spreekt voor zich dat in een modelgebaseerde voorspellende regeling het model dat wordt gebruikt voor de voorspellingen, uiterst belangrijk is. Onderzoekers die minder vertrouwd zijn met MBPC-technieken zien in deze eigenschap dan ook vaak grote problemen omdat men denkt dat een perfect model nodig is. Nochtans is deze vrees ongegrond. Een goede modellering, en zeker een goede bepaling van parameterwaarden, bepaalt ongetwijfeld in belangrijke mate de behaalde controlekwaliteit voor MBPC-regelaars. Echter ‘goed’ moet daarbij zeker niet perfect zijn. Zelfs met een minder goed model of afwijkende parameterwaarden zal de behaalde controlekwaliteit meer dan behoorlijk zijn. Naast de accuraatheid van het voorspellingsmodel moet ook steeds de vereiste rekenkracht beschouwd worden. In de volgende paragrafen wordt opnieuw objectief geanalyseerd welke de implicaties zijn van een vereenvoudigd model en foutieve parameterwaarden op de controlekwaliteit.



### A. Vereenvoudiging van het voorspellingsmodel

Hoewel de implementatiedetails uit bijlage C.6, net zoals [75–78], aantonen dat de implementatie van MBPC-regelaars in een geschikte technologie en met goede ontwerpprincipes zeker haalbaar is, worden de computationele vereisten vaak aangehaald als barrière voor een bredere toepassing van MBPC in vermogenselektronica. Ondanks de positieve resultaten die behaald werden in het kader van dit proefschrift, blijven het beheersen en correct inzetten van de vereiste rekenkracht inderdaad belangrijke aandachtspunten bij de implementatie van MBPC-regelaars voor vermogenselektronica, zeker wanneer een langere controlehorizon vereist is. Het is dan ook zinvol om te proberen deze rekenvereisten te reduceren door het gebruikte voorspellingsmodel te vereenvoudigen.

In [74] wordt door Lezana *et al.* een dergelijke vereenvoudiging van het voorspellingsmodel voorgesteld. Daarbij wordt de interactie van de drie fasen via het sterpunt (vergelijkingen (4.28)-(4.29)) verwaarloosd tijdens de voorspelling (de invloed wordt wel behouden tijdens de schattingsfase) en wordt derhalve de sterpuntspanning  $v_{on} = 0$ . Hierdoor worden de vergelijkingen voor de drie fasen ontkoppeld, wat het aantal te evalueren vergelijkingen aanzienlijk reduceert. Voor elke fase moeten er nu immers slechts 4 ( $2^2$ ) mogelijke schakeltoestanden beschouwd worden. Dit betekent dus een reductie van het aantal te evalueren vergelijkingen met een factor 16, voor multilevel-invertoren met meer niveaus is deze reductie nog veel aanzienlijker zoals duidelijk wordt in §2.5.2 p.55 en [75, 77]. Naast de reductie in rekenvereisten wordt de implementatie met het vereenvoudigde model ook eenvoudiger door de ont koppeling. Dit laat toe om in de optimalisatie de kostenfuncties per fase te evalueren - de schakelacties in de drie fasen zijn immers totaal onafhankelijk - en de voorspelling en optimalisatie voor de drie fasen onafhankelijk uit te voeren.

De vereenvoudiging introduceert echter een aanzienlijke modelleringsfout. De spanning van het sterpunt is immers meestal verschillend van 0, waardoor de werkelijke fasespanning van de last aanzienlijk verschillend is van de waarden die in de voorspelling gebruikt worden. Ter illustratie zijn in tabel 4.3 voor schakeltoestand 3 van fase  $a$  ( $S_{1a} = 0$  en  $S_{2a} = 1$  dus  $v_{an} = 0$ , zie tabel 2.1 (p.55) voor de nummering van de schakeltoestanden) de 16 mogelijke schakeltoestanden gegeven voor de andere twee fasen. Telkens is de sterpuntspanning  $v_{on}$  gegeven en de fasespanning  $v_{ao}$ . Slechts in 6 van de 16 situaties is  $v_{ao} = v_{an}$  en de werkelijke  $v_{ao}$  kan zowel positief als negatief zijn. Dit betekent dat de voorspellingen incorrect zullen zijn en dat tijdens de optimalisatie een verkeerde keuze gemaakt wordt. Tabel 4.4 geeft dezelfde informatie voor schakeltoestand 4 van fase  $a$  ( $S_{1a} = 1$  en  $S_{2a} = 1$  dus  $v_{an} = \frac{V_{DC}}{2}$ ). Nu is slechts in 4 van de 16 situaties  $v_{ao} = v_{an}$  en kan opnieuw de gemaakte fout zowel positief als negatief zijn. De over- of onderschatting van de fasespanning resulteert in verkeerde schatting van de fasestroomvariaties en zelfs



#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 153

SS $b$	SS $c$	$v_{on}$	$v_{ao}$
1	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
	2	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
	3	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
	4	0	0
2	1	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
	2	0	0
	3	0	0
	4	$\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$
3	1	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
	2	0	0
	3	0	0
	4	$\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$
4	1	0	0
	2	$\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$
	3	$\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$
	4	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$

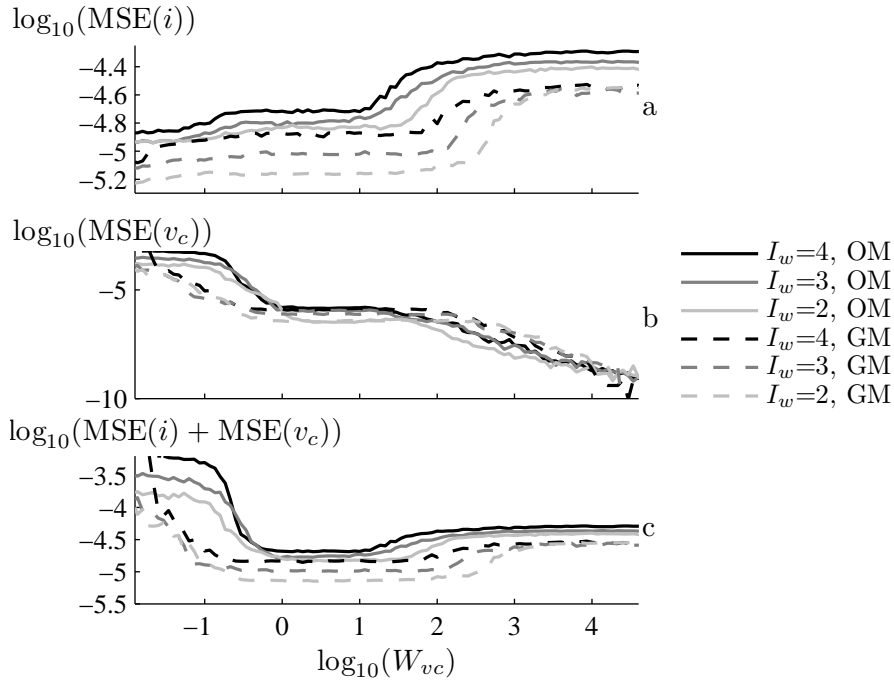
Tabel 4.3: Fout door modelvereenvoudiging bij schakeltoestand 3 voor fase  $a$ .

SS $b$	SS $c$	$v_{on}$	$v_{ao}$
1	1	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$
	2	0	$\frac{V_{DC}}{2}$
	3	0	$\frac{V_{DC}}{2}$
	4	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
2	1	0	$\frac{V_{DC}}{2}$
	2	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
	3	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
	4	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
3	1	0	$\frac{V_{DC}}{2}$
	2	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
	3	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
	4	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
4	1	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
	2	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
	3	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
	4	$\frac{V_{DC}}{2}$	0

Tabel 4.4: Fout door modelvereenvoudiging bij schakeltoestand 4 voor fase  $a$ .

in een incorrect voorspeld teken van de stroomvariatie. In het bijzonder de laatste soort modelleringsfout beïnvloedt de controlekwaliteit sterk.

De stroomcontrolekwaliteit wordt in figuur 4.18 aan de hand van de MSE-waarden vergeleken in de situatie met het ontkoppelde model en deze met het gekoppelde model. De MSE-waarden voor de stroom zijn aanzienlijk hoger voor de controle met het ontkoppelde model, voor  $I_w = 2A$  bijvoorbeeld is de gemiddelde MSE-waarde 70% hoger, wat duidelijk weergeeft dat de stroomcontrolekwaliteit aanzienlijk lijdt onder de modelvereenvoudiging. Voor de capaciteitsspanningscontrole lijken de MSE-waarden op het eerste zicht dezelfde grootte-orde te hebben, maar er zijn twee belangrijke verschillen op te merken in het verloop van de curves. Ten eerste is het interval van  $W_{vc}$  waarvoor een goede capaciteitsspanningscontrole bekomen wordt veel breder wanneer het gekoppelde model gebruikt wordt. Ten tweede vallen deze intervallen veel meer samen voor de verschillende stroomamplitudes wanneer het gekoppelde model gebruikt wordt. Ook de controle van de capaciteitsspanning is dus beter met het gekoppelde model. Het is dan ook niet verwonderlijk dat de curves voor het verloop van de totale fout (som van de MSEs)

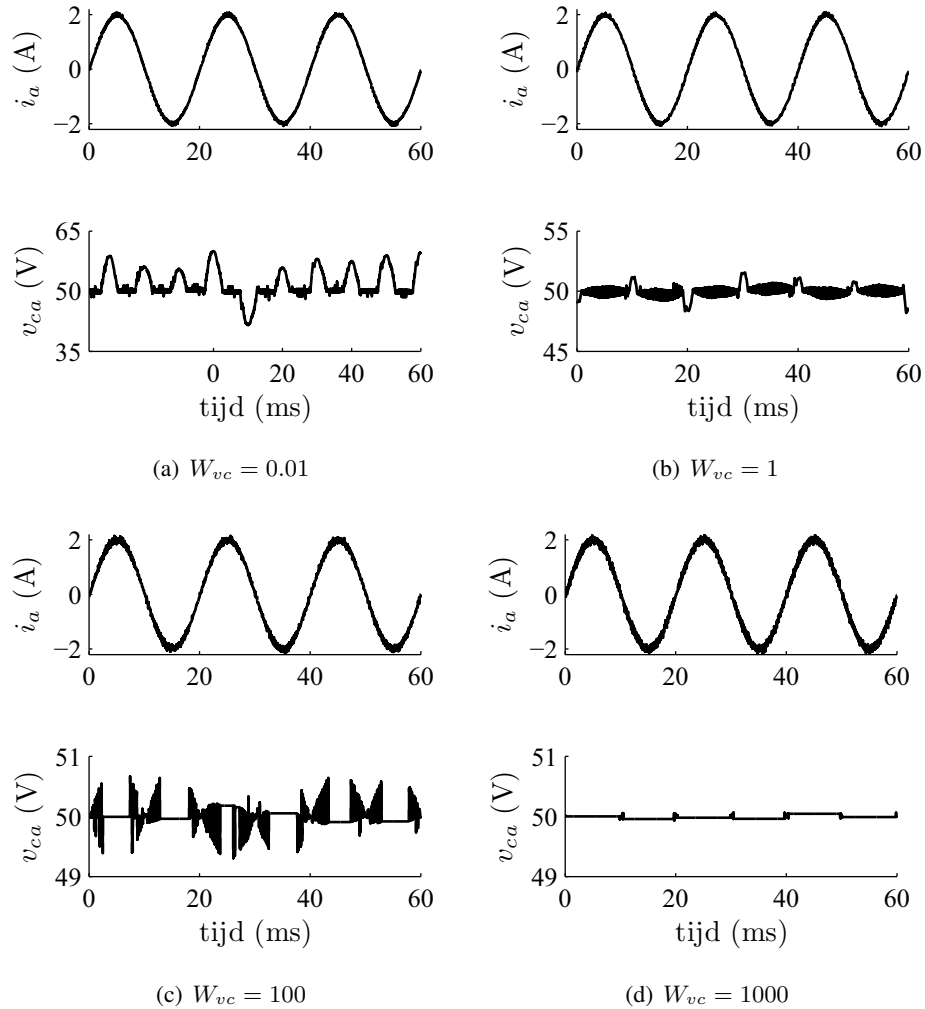


Figuur 4.18: Vergelijking van de controlekwaliteit voor het ontkoppelde model (OM) en gekoppelde model (GM) bij verschillende stroomamplitudes ( $I_w = 2\text{A}$ ,  $I_w = 3\text{A}$ ,  $I_w = 4\text{A}$ )

ook aangeven dat niet alleen de controlekwaliteit beter is wanneer het gekoppelde model gebruikt wordt, maar ook dat de keuze van  $W_{vc}$  veel eenvoudiger en minder kritisch is (want minder afhankelijk van externe factoren).

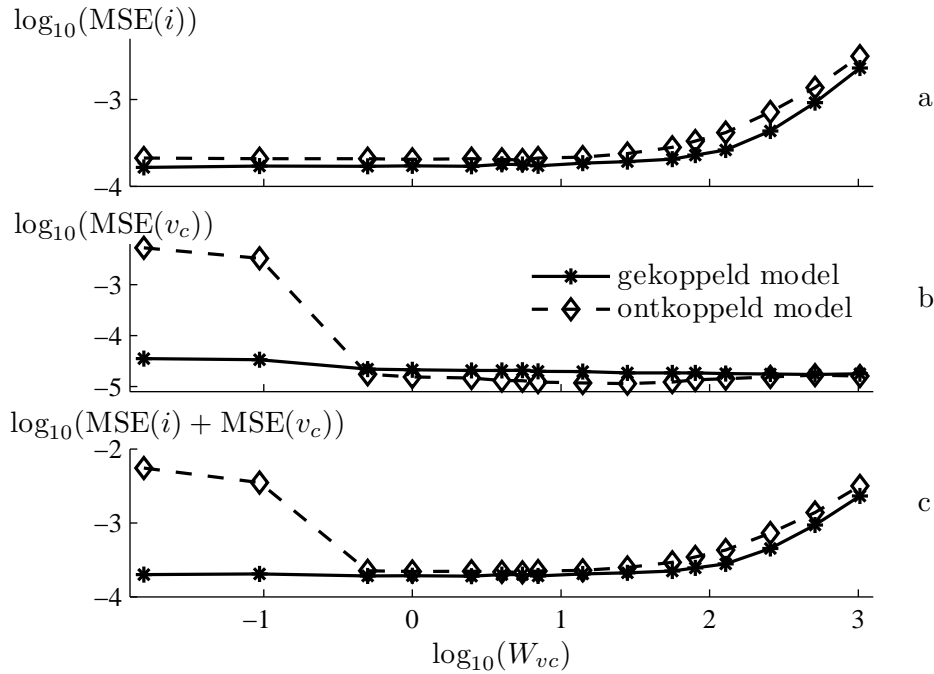
In figuren 4.19(a)-4.19(d) zijn de stroom- en spanningsgolfvormen gegeven bij gebruik van het ontkoppelde model (vergelijk met figuren 4.10(a)-4.10(d)). Hierin is duidelijk te zien dat voor lage  $W_{vc}$  de capaciteitsspanningsafwijkingen veel groter zijn dan bij het gekoppelde model. Bij stijgende  $W_{vc}$  gaat de stroomcontrolekwaliteit veel sneller achteruit dan bij het gekoppelde model.

Ook voor dit vereenvoudigde model werd de controle geïmplementeerd op een experimentele opstelling. De opgemeten MSE-waarden voor zowel de MBPC-regelaar met ontkoppeld en gekoppeld model zijn gegeven in figuur 4.20. Zoals voor de controle met het gekoppelde model komen de experimentele resultaten overeen met de simulaties, met uitzondering voor de hoge waarden van de gewichtsfactor  $W_{vc}$ . De controlekwaliteit in de regelaar met het gekoppelde model is, zoals in de simulaties, beter.



Figuur 4.19: Stroom- en spanningsgolfvormen voor lage  $W_{vc}$  (a),  $W_{vc}$  waarden aan het begin en einde van het goede interval (b) en (c) en hoge  $W_{vc}$  (d) voor het ontkoppelde model

Figures 4.21(a)-4.21(c) geven de golfvormen van uitgangsstroom en capaciteitsspanning voor respectievelijk een lage, gemiddelde en hoge gewichtsfactor  $W_{vc}$ . Opnieuw geven deze golfvormen wat meer fysische duiding bij de MSE-waarden uit figuur 4.20. Bovendien tonen figuren 4.21(a) en 4.21(c) mooi aan hoe het goede interval voor  $W_{vc}$ -waarden veel nauwer is. In figuur 4.21(a) wordt de capaciteitsspanning eerder zelden rond de wenswaarde geregeld. Afwijkingen tot aan de

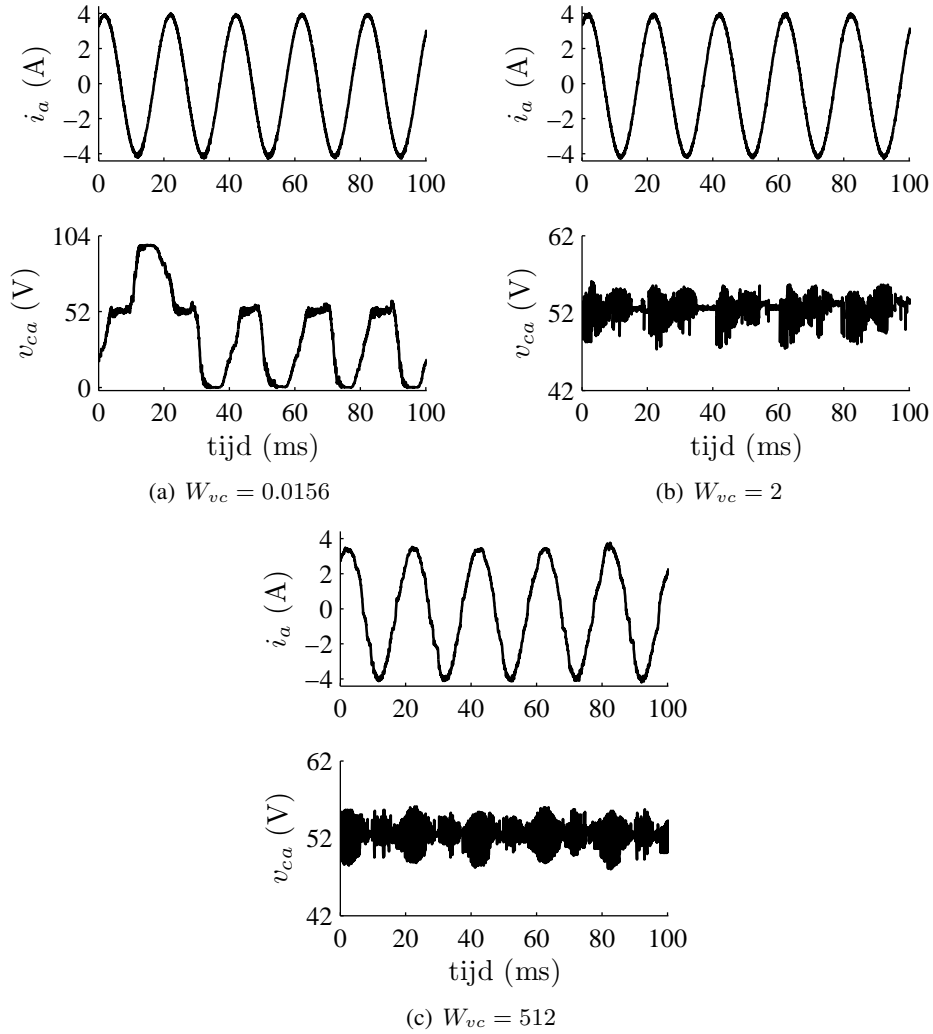


Figuur 4.20: Experimenteel bekomen MSE voor  $I_w = 4A$  bij gebruik van het ontkoppelde model

busspanning of nulniveau worden toegelaten. Dit betekent dat gedurende aanzienlijke periodes de volledige busspanning over één van beide schakelaars staat. Voor multilevel-invertoren op middenspanning, waarbij de serieschakeling van vermogenselektronische schakelaars met een lage sperspanning gebruikt wordt om bij een hoge busspanning te kunnen werken, betekent dit ongetwijfeld het falen van de schakelaars. Voor hoge gewichtsfactoren wordt, zoals in figuur 4.21(c) de stroomcontrole erg slecht. Zeker de amplitude van de gerealiseerde stroom ligt aanzienlijk lager dan de wenswaarde.

Het voorgaande maakt duidelijk dat de controle met het gekoppeld model kwalitatief veel beter is dan de controle met het ontkoppelde model. Ondanks de lagere rekenvereisten voor het ontkoppelde model is het dus, in tegenstelling tot wat in [74] gesteld wordt, niet wenselijk om het ontkoppelde model te gebruiken. Dit werd aangetoond en uitvoerig besproken in [76] voor het geval van een 3L-FCC en [77] voor 4L-FCC. Een slecht model gebruiken is ook geen goed idee wanneer de controle en/of voorspellingshorizon uitgebreid wordt. Voorspellingen gebaseerd op dit model zullen in toenemende mate foutief zijn en dus tot foute schakelbeslissingen leiden.

#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 157



Figuur 4.21: Stroom- en spanningsgolfvormen bij gebruik van het ontkoppelde model voor lage  $W_{vc}$  (a), een  $W_{vc}$  waarde in het goede interval (b) en hoge  $W_{vc}$  (c) bij  $I_w = 4A$

Toch tonen de bovenstaande resultaten meteen ook een fundamentele eigenschap van modelgebaseerde voorspellende regelaars aan. Het gebruikte voorspellingsmodel is immers, zoals reeds besproken, slecht want zowel de grootte als de richting van de stroomvariaties worden vaak verkeerd voorspeld. Desalniettemin kan dit slechte voorspellingsmodel, mits een goede (en moeilijkere) keuze van  $W_{vc}$ , een aanvaardbare controle leveren. Zonder de systematische en objectieve MSE-

methode lijken de controleresultaten van figuur 4.21(b) immers behoorlijk goed. Dit betekent dat de FS-MBPC toch erg robuust kan zijn voor modelleringsfouten net zoals de methode verder in dit hoofdstuk robuust blijkt te zijn voor parameterfouten. Natuurlijk is dit nog geen gegronde reden om een verkeerd model te gebruiken om de regelaar geïmplementeerd te krijgen.

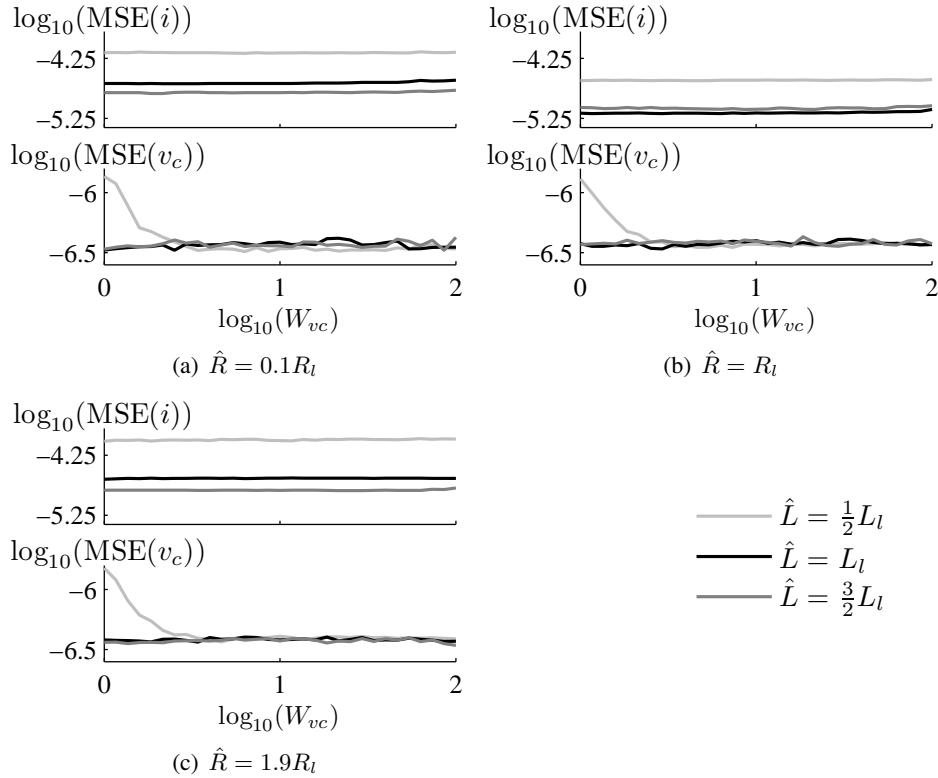
Het feit dat de hier besproken modelvereenvoudiging de controlekwaliteit vermindert mag echter geenszins de indruk wekken dat modelvereenvoudigingen steeds in een onacceptabele vermindering van de controlekwaliteit zullen resulteren en modelverfijningen in een wenselijke verbetering van de controlekwaliteit. De invloed van het gebruik van een ander voorspellingsmodel moet geanalyseerd worden waarbij controlekwaliteit moet afgewogen worden t.o.v. de rekenvereisten en mogelijkheden om alle parameters in dat model (voldoende) correct te identificeren. Opnieuw zal een objectieve analyse op basis van de MSE-waarden helpen om correcte beslissingen te nemen. In §5.8 wordt de invloed van modelvereenvoudigingen en modelverfijningen uitgebreider besproken.

### B. Parameterfouten in het voorspellingsmodel

Zelfs met een correcte modellering kunnen verkeerde voorspellingen gemaakt worden indien de parameterwaarden van het model niet overeenstemmen met het fysische systeem. In dit toepassingsvoorbeeld kunnen de in de regelaar gebruikte parameters  $R$  en  $L$  voor de resistieve en inductieve delen van de belasting afwijken van de waarden uit tabel 4.1. Hier zullen de parameters gebruikt in de regelaar genoteerd worden als  $\hat{R}$  en  $\hat{L}$  en zijn de werkelijke parameters genoteerd als  $R_l$

$\frac{\hat{R}}{R_l}$	$\frac{\hat{L}}{L_l}$	$ Z $	$\cos \phi$	$\tau$ (ms)	$e^{-\frac{T_u}{\tau}}$	$\frac{1-e^{-\frac{T_u}{\tau}}}{\hat{R}} 10^3$
0.1	0.5	2.32	0.19	16.1	0.997	6.886
	1	4.58	0.10	32.2	0.998	3.446
	1.5	6.85	0.07	48.3	0.999	2.298
1	0.5	5.04	0.89	1.6	0.969	6.791
	1	6.40	0.70	3.2	0.985	3.422
	1.5	8.18	0.55	4.8	0.990	2.287
1.9	0.5	8.85	0.97	0.9	0.942	6.697
	1	9.69	0.88	1.7	0.971	3.398
	1.5	10.94	0.78	2.5	0.981	2.276

Tabel 4.5: Gebruikte parametersets  $\hat{R}, \hat{L}$  voor het onderzoek naar parametergevoeligheid. De totale impedantie  $|Z|$ , arbeidsfactor  $\cos \phi$  en tijdsconstante  $\tau$  zijn gegeven per set.



Figuur 4.22: MSE bij parameterfouten,  $I_w = 2$  A

en  $L_l$ . De negen parametersets worden in tabel 4.5 gegeven. De afwijkingen van de gebruikte parameters t.o.v. de correcte waarden worden vrij extreem genomen:  $\pm 90\%R_l$  voor  $\hat{R}$  en  $\pm 50\%L_l$  voor  $\hat{L}$ . De waarden waarbij  $\hat{R} = R_l$  en  $\hat{L} = L_l$  zijn aangegeven in de grijze rij. Voor de parametersets zijn tevens de totale impedantie  $|Z|$ , arbeidsfactoren  $\cos \phi$  en tijdsconstante  $\tau$  gegeven. Het is duidelijk dat de sets een groot bereik van impedantiewaarden en arbeidsfactor hebben. In [81] is ook de invloed van parametervariaties bestudeerd, maar was de tijdsconstante van de  $\hat{R}\hat{L}$ -last en de  $R_lL_l$ -last steeds dezelfde. In tabel 4.5 is echter te zien dat hier dus ook de tijdsconstante van de last die door de regelaar gebruikt wordt sterk varieert (van 0.9 ms tot 48.3 ms t.o.v. de werkelijke waarde van 3.2 ms).

In figuur 4.22 wordt de controlekwaliteit aan de hand van de MSE-waarden van de gecontroleerde toestandsvariabelen weergegeven voor de negen parametersets (figuur 4.22(a) geeft de sets met  $\hat{R} = 0.1R_l$ , 4.22(b) geeft de sets met  $\hat{R} = 1R_l$  en 4.22(c) geeft de sets met  $\hat{R} = 1.9R_l$ ). Het gebruikte interval van gewichtsfactoren is beperkt tot de goede waarden uit figuur 4.8.

Voor alle parametersets in figuur 4.22 is het duidelijk dat de controlekwaliteit van

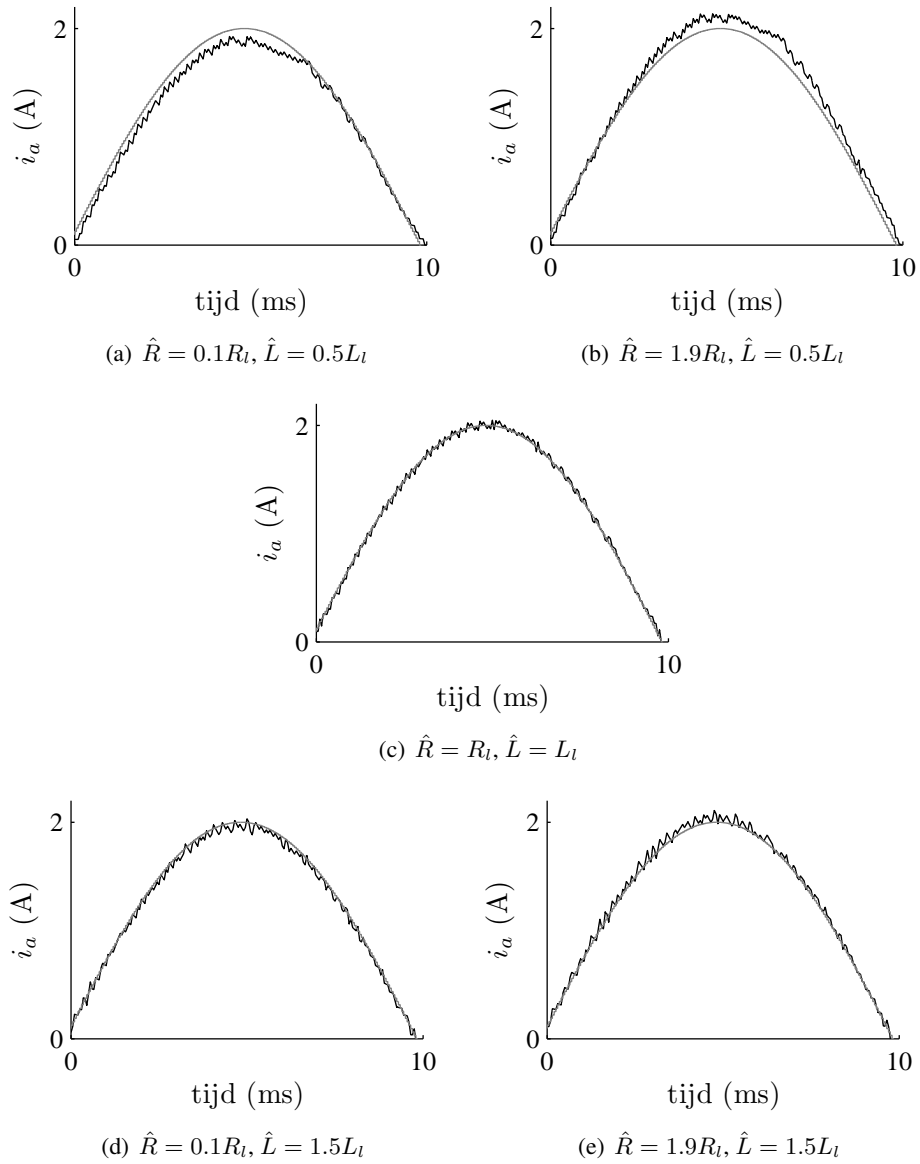
de capaciteitsspanning amper aangetast wordt door de parameterfouten. Enkel voor de laagste gewichtsfactoren en een onderschatting van  $L$  ( $\hat{L} < L_l$ ) zal een significante reductie in de capaciteitsspanningscontrole optreden. Dit is goed te verklaren aangezien de voorspelling voor de capaciteitsspanning (vergelijking (4.31)) niet expliciet van  $R$  of  $L$  afhangt. Enkel via de foutief voorspelde waarde van de fase-stroom  $i_x^{k+2}$  om zullen de parameterfouten dus de voorspelling van de capaciteits-spanning beïnvloeden. Bij een onderschatting van de inductantie zal de voorspelde stroomverandering ten gevolge van de aangelegde fasespanning overschat worden. Voor lage gewichtsfactoren zal deze overschatting van de stroomverandering resulteren in de selectie van schakelsequenties die de capaciteitsspanningscontrole verwaarlozen.

Ook valt meteen op dat parameterfouten weinig gevolg hebben voor de selectie van de gewichtsfactoren. Het goede gebied voor de gewichtsfactoren dat eerder bepaald werd, blijft een goede keuze wanneer parameterfouten optreden. De enige uitzondering is opnieuw de combinatie van lage gewichtsfactoren en een onderschatting van de inductantie. Tenslotte kan opgemerkt worden dat, zoals verwacht, de controlekwaliteit van de stroom aangetast wordt door de parameterfouten. De achteruitgang van de controlekwaliteit is vrij beperkt wanneer enkel de weerstand foutief geschat is. Ook in het geval van een 50% overschatting van de inductantie blijft de achteruitgang beperkt. Voor de situaties waar de inductantie 50% onderschat wordt, is de stijging van de MSE aanzienlijk groter. Positief is wel dat dit op een constante wijze gebeurt over het volledige bereik van goede  $W_{vc}$  waarden.

Om een betere fysische interpretatie te bekomen van de effecten van parameterfouten zijn in figuur 4.23 de golfvormen voor een halve periode van de stroom in fase  $a$  getoond voor verschillende parametersets. Hierbij zijn de situaties met de meest extreme parameterfouten getoond in figuren 4.23(a)-4.23(b) en 4.23(d)-4.23(e) naast de situatie met correcte parameters in figuur 4.23(c). Hoewel belangrijke afwijkingen t.o.v. de wenswaarde en ook t.o.v. de regelaar met correcte parameters op te merken zijn, valt op dat ondanks de werkelijk extreme parameterfouten de wenswaarde nog behoorlijk goed gevolgd wordt. Bij een onderschatting van de weerstand  $\hat{R} < R_l$  bereikt de uitgangsstroom vaak de nodige amplitude van de wenswaarde niet. Voor een overschatting van de weerstand  $\hat{R} > R_l$  daarentegen is de amplitude groter dan de wenswaarde. De fout op de inductantie beïnvloedt mee de mate waarin de grondgolf van de gerealiseerde stroom afwijkt van de wenswaarde. Een overschatting van de inductantie  $\hat{L} > L_l$  resulteert verder duidelijk in een uitgesproken stroomrimpel, waar een onderschatting van de inductantie  $\hat{L} < L_l$  de stroomrimpel reduceert.

Er is dus duidelijk een belangrijk verschil tussen het effect van een foutieve  $\hat{R}$  en het effect van een foutieve  $\hat{L}$ . Dit kan verklaard worden door vergelijking 4.31 in meer detail te bekijken. De voorspelde waarde van  $i_x^{k+i+1}$  is immers samengesteld





Figuur 4.23: Golfvormen bij parameterfouten

uit twee termen. De eerste  $e^{-T_u \frac{R}{L}} i_x^{k+i}$  drukt de vrije responsie uit waarbij de factor  $e^{-T_u \frac{R}{L}}$  uitdrukt hoe de huidige stroomwaarde evolueert over één update-periode. Deze factor kan compacter genoteerd worden in functie van de tijdsconstante  $\tau$  als  $e^{-\frac{T_u}{\tau}}$ . In tabel 4.5 is de waarde van  $\tau$  en van  $e^{-\frac{T_u}{\tau}}$  gegeven voor alle parametersets. Hoewel de tijdsconstante voor de verschillende parametersets sterk verschilt, is de update-periode  $T_u$  steeds erg klein in vergelijking met  $\tau$  (de factor  $\frac{\tau}{T_u}$  varieert voor de parametersets uit tabel 4.5 tussen 18 en 1000). Uit de benadering

$$e^{-\frac{T_u}{\tau}} \approx 1 - \frac{T_u}{\tau} \quad (4.42)$$

met  $T_u \ll \tau$  volgt inderdaad ook dat  $e^{-\frac{T_u}{\tau}}$  zeer dicht bij 1 zal liggen voor alle parametersets, zoals te zien is in tabel 4.5. Een foute waarde van  $\tau$  (die dus zowel door  $R$  als door  $L$  beïnvloed wordt) zal zich dus uiten als een grotere of kleinere voorspelde daling van de stroomwaarde door de vrije responsie t.o.v. de werkelijke daling. Daardoor zal systematisch de stroomvoorspelling te groot of te klein zijn en dus de gerealiseerde stroom onder of boven de wenswaarde liggen. Het feit dat een zeer grote variatie in  $\hat{R}$  en  $\hat{L}$  zich vertaalt in een zeer beperkte variatie van de waarde  $e^{-\frac{T_u}{\tau}}$  zorgt dus al voor een goede robuustheid.

De tweede term in vergelijking 4.31 drukt de gedwongen responsie uit ten gevolge van de fasespanning:  $\frac{1-e^{-\frac{T_u}{\tau}}}{R} v_{xo}^{k+i+1}$ . Op het eerste zicht zou men kunnen denken dat de waarde van  $\hat{R}$  hier doorslaggevend is. Wanneer echter de reeksontwikkeling van de exponentiële functie gebruikt wordt, kan met de volgende benadering

$$\frac{1 - e^{-\frac{T_u}{\tau}}}{R} \approx \frac{1 - (1 - \frac{T_u}{\tau})}{R} \quad (4.43)$$

$$\approx \frac{T_u}{L} \quad (4.44)$$

eenvoudig ingezien worden dat de inductantie de over- of onderschatting van de stroomvariatie t.g.v. de aangelegde fasespanning zal bepalen. De overschatting of onderschatting van de inductantie zal dus de stroompieken respectievelijk vergroten of verkleinen en tegelijkertijd, samen met de fout op de weerstandsparameter, de amplitude van de stroom herschalen.

Als afsluitende bedenking kan nog opgemerkt worden dat de robuustheid voor parameterwaarden ook al naar voren komt in de experimentele resultaten, waar de gebruikte modellering en parameters op hun best benaderend zijn.

#### 4.6.7 Analyse van de invertorspanningskwaliteit

Hier wordt de spanningskwaliteit op twee manieren geëvalueerd, zoals voorgesteld in [83]. De eerste analyse betreft de afwijking van de ogenblikkelijke fasespanning

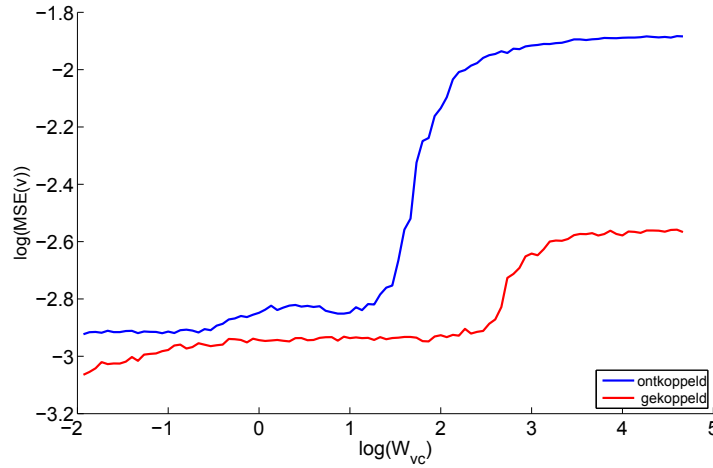
t.o.v. de grondharmonische component. In de tweede analyse wordt de EPPCR-conformiteit nagekeken. Bij beide analyses worden twee invloeden beschouwd: de gewichtsfactor  $W_{vc}$  en het voorspellingsmodel.

#### A. Simulatie

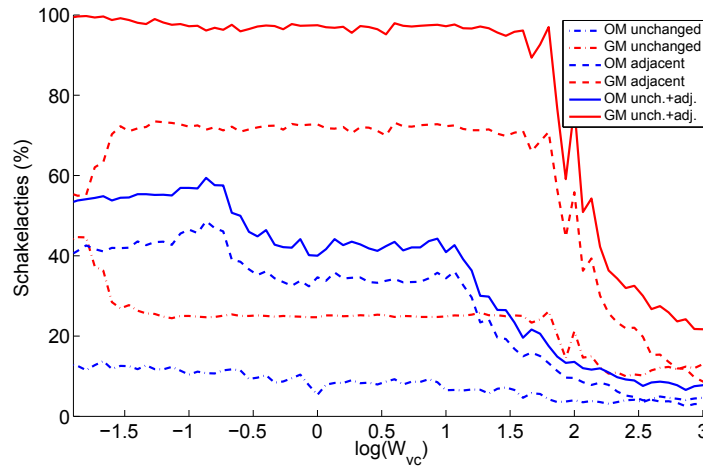
De nuttige spanning wordt bepaald door de grondharmonische component. Afwijkingen van de ogenblikkelijke spanning t.o.v. deze grondharmonische kunnen, zoals besproken in hoofdstuk 2, door de MSE-waarde van de spanning kwantitatief bestudeerd worden. Figuur 4.24 geeft de MSE van de uitgangsspanning weer in functie van de gewichtsfactor  $W_{vc}$  voor het gekoppelde en ontkoppelde voorspellingsmodel. Aangezien er geen referentiegolf is, wordt de MSE berekend op de grondharmonische spanning. Dit betekent wel dat voor hoge gewichtsfactoren, waar de grondharmonische stroom zal beginnen afwijken van de wenswaarde, de MSE-berekening beïnvloed wordt door de controlekwaliteit. De spanningskwaliteit voor het gekoppelde model is steeds beter dan de spanningskwaliteit voor het ontkoppelde voorspellingsmodel. Bovendien is de spanningskwaliteit nagenoeg constant binnen het goede gebied (goede capaciteitsspanningscontrole en stroomcontrole) voor de gewichtsfactor  $W_{vc}$ .

De spanningskwaliteit kan ook beoordeeld worden op basis van de driefasige verandering van de schakeltoestand. In §2.6 werd EPPCR besproken als voorwaarde om een goede spanningskwaliteit te bekomen. Daarbij werd aangetoond dat de EPPCR voldaan is wanneer vanuit een spanningsvector geschakeld wordt naar een aangrenzende spanningsvector. Ook in [30] wordt gesteld dat een optimale controle en modulatie slechts mogelijk is wanneer naar de dichtsbijzijnde vectoren geschakeld wordt. Om de analyse uit te voeren werden de  $\alpha$ - en  $\beta$ -componenten van de spanningsvectoren berekend. De afstand tussen twee opeenvolgende spanningsvectoren kan dan eenvoudig berekend worden. In figuur 4.25 is procentueel weergegeven hoe vaak eenzelfde schakeltoestand aangehouden wordt (puntstreeplijnen) en hoe vaak een aangrenzende spanningsvector geselecteerd wordt (streeplijnen). De fractie EPPCR-conforme schakelacties is de som van beiden en is weergegeven in volle lijnen.

Het verschil in spanningskwaliteit tussen het gekoppelde en ontkoppelde model is bijzonder groot. Voor het gekoppelde model wordt de EPPCR immers gerespecteerd in een zeer groot bereik voor  $W_{vc}$  (tot 100). Enkel voor erg grote waarden van de gewichtsfactor is de spanningskwaliteit met het gekoppelde model slecht. Dit is niet verwonderlijk, er werd vroeger reeds besproken hoe een hoge  $W_{vc}$  er voor zorgt dat de tussenliggende spanningsniveaus ( $v_{xn} = 0$  V) minder vaak geselecteerd worden. Een kleine variatie in de FC-spanning zal immers al een grote kost voorstellen. Een groot aantal spanningsvectoren in het  $\alpha\beta$ -vlak kunnen echter enkel bereikt worden door gebruik te maken van deze tussenliggende niveaus. Bij een hoge gewichtsfactor zullen dus vaker niet-aangrenzende spanningsvectoren



Figuur 4.24: MSE van de uitgangsspanning in functie van  $W_{vc}$  voor de FS-MBPC van een 3L-FCC, voor het gekoppelde model en ontkoppelde model.



Figuur 4.25: Analyse van het schakelgedrag in functie van  $W_{vc}$ : volle lijnen geven de fractie EPPCR-conforme schakelacties weer (adj.+unch.), de fractie onveranderde schakeltoestand is weergegeven in punt-streeplijnen (unchanged) en de selectie van een aangrenzende spanningsvector in streeplijnen (adjacent). Gekoppelde model (GM) en ontkoppelde model (OM).

geselecteerd worden. Dit is duidelijk te zien in figuur 4.25. Ook de sterke toename bij hoge  $W_{vc}$  voor de MSE van de uitgangsspanning in figuur 4.24 is te wijten aan dit effect.

In de situatie met het ontkoppelde voorspellingsmodel echter is maximaal 60 % van de schakelacties conform de EPPCR. Het grote aantal schakelacties met grote spanningsvariates is ook de oorzaak van de hoge MSE waarden in figuur 4.24. Ook is duidelijk dat bij een update veel minder vaak dezelfde spanningsvector aangehouden wordt. De schakelfrequentie zal dus ook gevoelig hoger zijn in de situatie met het ontkoppelde model.

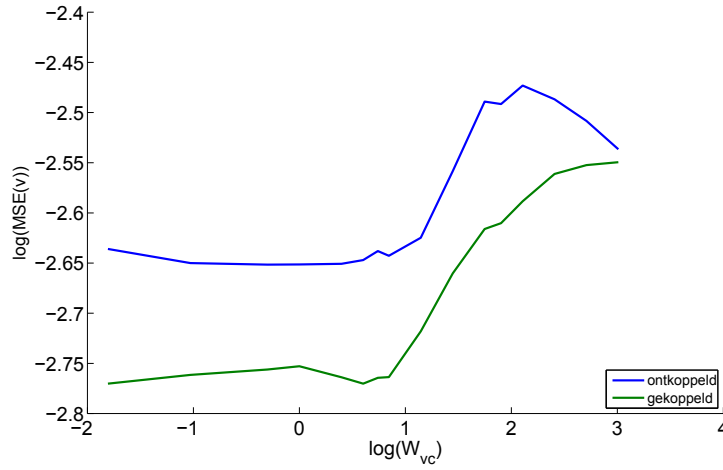
### B. Experimentele resultaten

De MSE van de uitgangsspanning, berekend ten opzichte van de gemeten grondharmonische (50Hz), is weergegeven in figuur 4.26. Het verloop van de curven stemt goed overeen met de resultaten bekomen uit simulatie. Vooral het verschil tussen de situatie met het gekoppelde en het ontkoppelde voorspellingsmodel is erg duidelijk.

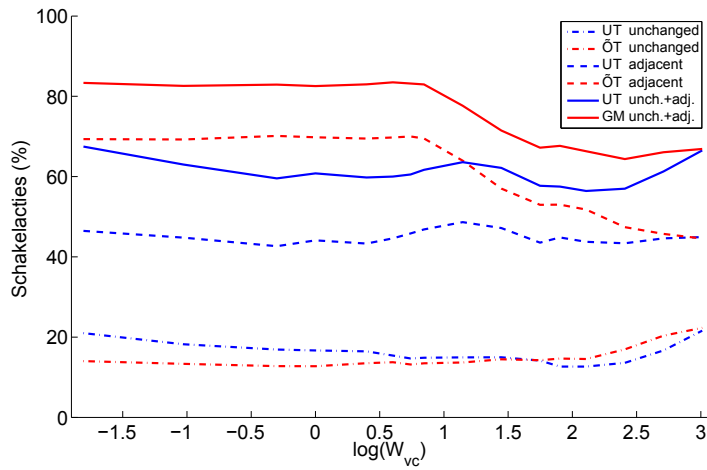
Uit voorgaande analyses is al gebleken dat voor hoge gewichtsfactoren de simulaties en metingen (op een gekende manier) afwijken. Door meetruis zal de FS-MBPC-regelaar veelvuldig schakelen en voortdurend proberen de capaciteitsspanning te regelen. Erg hoge waarden voor de gewichtsfactor zijn in de praktijk dus niet bruikbaar en in dat gebied wijken simulatie en meting sterker af. Voor erg hoge waarden van  $W_{vc}$  is de reactie met het gekoppelde en het ontkoppelde model gelijk. Dezelfde spanningskwaliteit wordt dan bekomen in experiment.

De analyse aan de hand van de driefasige schakelacties is getoond in figuur 4.27. De volle lijnen tonen opnieuw de fractie EPPCR-conforme schakelacties. Het is duidelijk dat de spanningskwaliteit in de situatie met het gekoppelde voorspellingsmodel aanzienlijk beter is dan wanneer het ontkoppelde model gebruikt wordt. Het verschil is echter gevoelig kleiner dan in simulatie. Bij het gebruik van het ontkoppelde model ligt opnieuw de fractie EPPCR-conforme schakelacties rond de 60 %. Bij het gekoppelde model ligt deze fractie iets hoger dan 80 %. Het verschil ten opzichte van de simulaties is enerzijds te wijten aan meetruis en anderzijds aan fouten in de gebruikte modelparameters. Dit is ook duidelijk in de vrijwel gelijke fracties onveranderde schakeltoestanden voor beide varianten. In vergelijking met de simulaties kan de regelaar minder vaak eenzelfde schakeltoestand blijven aanhouden.

Voor hoge gewichtsfactoren neemt de fractie EPPCR-conforme schakelacties minder sterk af in experiment dan in simulatie. Dit is opnieuw te wijten aan het afwijkende gedrag voor erg hoge gewichtsfactoren. In de simulaties worden de tussenliggende spanningsniveaus immers overgeslaan. In de experimentele opstelling worden deze juist erg veelvuldig gebruikt. Omdat bij de experimenten bij hoge



Figuur 4.26: Metingen voor de MSE van de uitgangsspanning op een 3L-FC-invertor met FS-MBPC.



Figuur 4.27: Analyse van het gemeten schakelgedrag in functie van  $W_{vc}$ : volle lijnen geven de fractie EPPCR-conforme schakelacties weer (adj.+unch.), de fractie onveranderde schakeltoestand is weergegeven in punt-streeplijnen (unchanged) en de selectie van een aangrenzende spanningsvector in streeplijnen (adjacent). Gekoppelde model (GM) en ontkoppelde model (OM).

#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 167

gewichtsfactoren de foutterm voor de capaciteitsspanning overheerst en de evolutie van de capaciteitsspanning in mindere mate afhangt van de sterpuntspanning is de spanningskwaliteit voor hoge gewichtsfactoren opnieuw gelijkaardig voor het gekoppelde en ontkoppelde geval.

In elk geval kunnen drie belangrijke conclusies getrokken worden uit de analyse van de spanningskwaliteit:

- De spanningskwaliteit (zowel uitgedrukt als MSE of EPPCR-conforme schakelingen) is goed in experiment en uitstekend in simulatie wanneer het gekoppelde voorspellingsmodel gebruikt wordt.
- Het gebruik van het ontkoppelde voorspellingsmodel laat de schakelfrequentie sterk toenemen en de spanningskwaliteit sterk afnemen.
- Te hoge gewichtsfactoren moeten vermeden worden.

##### 4.6.8 Toepassingen van de FS-MBPC stroomcontrole bij indirecte veldoriëntatie van een inductiemachine

Bij het bespreken van de methodes voor de koppelcontrole van inductiemachines in hoofdstuk 3 werd reeds vermeld dat veldoriëntatie een stroomcontrole is die ene ontkoppelde controle van koppel en flux realiseert. In bijlage A wordt uiteengezet hoe de slipbetrekking kan gebruikt worden om op een indirecte manier veldoriëntatie te bekomen bij inductiemachines. Veldoriëntatie is van nature uit een methode waarbij de inductiemachine stroomgevoed is en waarbij dus voor de inverter de uitgangsstroom moet geregeld worden. Om deze stroomregeling te realiseren zijn er veel verschillende methodes. Meestal wordt een PI-regeling van de flux- en koppelvormende stroomcomponenten in het rotorfluxreferentiestelsel uitgevoerd [17] wat nauw verwant is met de  $dq$ -stroomregeling voor PMSMs zoals beschreven in [84]. De stroomregeling kan ook direct voor de drie fasestromen gerealiseerd worden. Omdat de PI-regeling van sinusoidale referentiewaarden bijkomende regelingen vraagt, zal dit eerder uitgevoerd worden met een hysteresis-stroomregeling [85]. De driefasige hysteresisstroomregeling heeft echter een aantal belangrijke nadelen zoals stroomrimpels die tot tweemaal het hysteresisbereik zijn en een hoge schakelfrequentie. Een grondige analyse is te vinden in [85]. Eigen aan de hysteresisstroomregeling is wel het directe schakelkarakter.

De FS-MBPC stroomcontrole die besproken wordt in dit hoofdstuk selecteert ook direct een schakeltoestand voor de inverter, maar doet dit op basis van een online optimalisatie. In de voorgaande paragrafen werd besproken hoe de FS-MBPC een robuuste regelaar realiseert met een goede stroomcontrolekwaliteit. Het gebruikte  $RL$ -model in het toepassingsvoorbeeld kan ook een goede benadering zijn voor een inductiemachine bij lage snelheden, waar de tegen-emk verwaarloosbaar is. In [81]

en [79] werd de regelaar uit het toepassingsvoorbeeld dan ook aangewend om de stroomregeling van de drie fasenstromen van een inductiemachine met indirecte veldoriëntatie te realiseren. De experimentele opstelling is deze van bijlage C.7.2, de gebruikte motor is IM1 waarvan de gegevens te vinden zijn in bijlage C.8.1. De experimentele resultaten tonen aan dat, ondanks de ongemodelleerde storing van de tegen-emk en de slecht gekende parameterwaarden voor de inductiemachine, een goede stroomregeling en dus flux- en koppelregeling bekomen wordt. Bij hogere snelheden, vanaf 300 rpm, dus 10% van de nominale synchrone snelheid, wordt de invloed van het verwaarlozen van de tegen-emk duidelijk merkbaar. Deze werking toont opnieuw de robuustheid van de regelaar aan. De stroomgolfvorm wordt minder sinusoïdaal en t.o.v. de referentie wordt de maximale amplitude niet meer bereikt. Ook in de koppelmetingen wordt duidelijk dat de wenswaarde niet gehaald wordt. Om de invloed van de tegen-emk correct in rekening te brengen zou het schattings- en voorspellingsmodel moeten uitgebreid worden met een spanningsbron die de tegen-emk modelleert. Dit vergt dan ook de schatting of meting van de motorsnelheid. Aangezien de indirecte veldoriëntatie reeds gebruik maakt van een rotorpositiemeting, wordt de snelheid eenvoudig bekomen.

In [79] echter werd de kracht van het FS-MBPC, zelfs bij een onvolledig model, aangetoond door gebruik te maken van een aangepaste kostenfunctie. Om de fundamentele component van de uitgangsstroom zo goed mogelijk met de wenswaarde te laten overeenstemmen werd in [79] een toevoeging aan de kostenfunctie onderzocht. Deze toevoeging bestaat uit de term

$$W_i \int (i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2}) dt \quad (4.45)$$

die de afwijking van de uitgangsstroom integreert en dus de vorige fouten accumuleert. In [79] wordt naar deze term verwezen als de I-actie en in de simulaties werd inderdaad een zuivere integrator gebruikt. In de FPGA-implementatie werd echter gekozen voor een laagdoorlaatfilter (infinite impulse response filter). Deze term kan, mits een goede keuze van de gewichtsfactor  $W_i$  inderdaad de controlekwaliteit voor de fundamentele component bij een  $RL$ -belasting verbeteren.

Voor de indirecte veldoriëntatie werd de term enkel geïmplementeerd op de koppelvormende stroomcomponent ( $q$ -as component):

$$W_i \int (i_{q,r}^{k+2} - i_q^{k+2}) dt \quad (4.46)$$

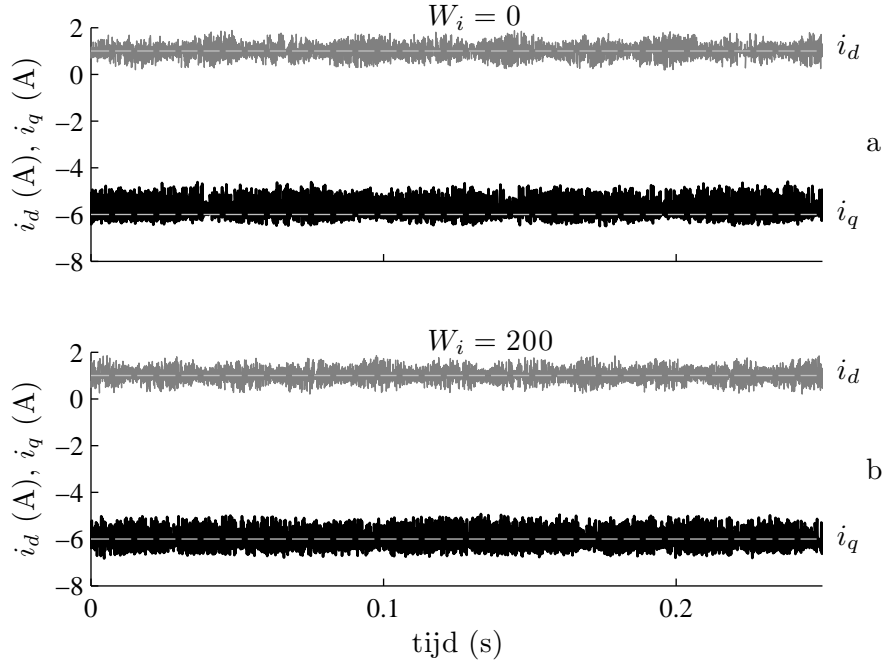
Of dus voor de FPGA-implementatie, als laagdoorlaatfilter:

$$W_i \Delta i_{q, filt}^{k+2} \quad (4.47)$$

waarbij

$$\Delta i_{q, filt}^{k+2} = \alpha (i_{q,r}^{k+2} - i_q^{k+2}) + (1 - \alpha) \Delta i_{q, filt}^{k+1} \quad (4.48)$$





Figuur 4.28: Experimentele resultaten voor de toevoeging van een integrerende term voor de  $q$ -as stroom: (a) zonder integrerende term  $W_i = 0$  (b) met integrerende term  $W_i = 200$

De factor  $\alpha$  is bepaald door de tijdsconstante van het laagdoorlaatfilter en bepaalt de snelheid waarmee oude waarden 'vergeten' worden. De totale kostenfunctie

$$\sum_{x=a,b,c} \left[ \left( i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2} \right)^2 + W_{vc} \left( v_{c,r}^{k+2} - v_{cx}^{k+2} \right)^2 \right] + W_i \Delta i_{q,fil}^{k+2} \quad (4.49)$$

illustreert met de combinatie van fasegrootheden en de koppelvormende stroomcomponent in het rotorfluxreferentiestelsel de veelzijdigheid van de methode.

Figuur 4.28 toont de experimenteel opgemeten stroomcomponenten  $i_d$  en  $i_q$  bij de gerealiseerde indirecte veldoriëntatie voor IM1 (zie bijlage C.8.1 voor parameters). Hierbij worden de uitgangsstroomcontrole en de capaciteitsspanningscontrole dus per fase gerealiseerd. In figuur 4.28(a) is het resultaat gegeven wanneer de gewichtsfactor  $W_i = 0$  gesteld is. De regeling van de  $d$ -as stroom is duidelijk zeer goed. Ook de  $q$ -as stroom wordt tot dicht bij de referentiewaarde geregeld, maar de gemiddelde absolute waarde is iets kleiner dan de wenswaarde. Wanneer de gewichtsfactor  $W_i = 200$  genomen wordt, stemt de gemiddelde waarde van  $i_q$  veel beter overeen met de wenswaarde. De koppelwenswaarde wordt dus aanzienlijk

beter gerealiseerd met deze toevoeging. Bovendien is de regeling van  $i_d$  niet aangetast. Er moet wel voor gezorgd worden dat de gewichtsfactor  $W_i$  niet te groot wordt genomen. In [79] wordt aangetoond dat voor erg grote waarden van  $W_i$  de gecontroleerde variabele oscilleert rond de wenswaarde en dat de controle uiteindelijk instabiel wordt.

#### 4.6.9 FS-MBPC stroomcontrole voor FC-invertoren met een hoger aantal spanningsniveaus

Tot nu toe werd in dit toepassingsvoorbeeld enkel de situatie voor een FC-invertor met drie spanningsniveaus beschouwd. Hier wordt eerst even stil gestaan bij de implicaties van het gebruik van een FC-invertor met meer spanningsniveaus en het FS-MBPC-algoritme. Vervolgens worden simulaties en experimenten besproken voor een 4L-FCC.

##### A. FS-MBPC stroomcontrole bij $n$ L-FCC's

Telkens het aantal niveaus van de FC multilevel-topologie met één verhoogd wordt, is er per fase een bijkomend paar transistoren en een bijkomende capaciteit. Een eerste belangrijke gevolg is dus dat een extra capaciteitsspanning moet geregeld worden (de wenswaarde voor spanning van capaciteit  $C_i$  is  $\frac{i}{(n-1)}V_{DC}$  met  $1 < i < n - 1$ ). Er is dus nood aan een extra spanningsmeting. Daarnaast moet de kostenfunctie van vergelijking (4.33) een bijkomende term krijgen voor de capaciteitsspanningscontrole. Voor de implementatie van het schattings- en voorspellingsmodel dient ook een bijkomende vergelijking toegevoegd te worden voor de evolutie van de capaciteitsspanning en moet de berekening van de faseklemspanning aangepast worden.

Zowat de belangrijkste invloed voor de implementatie van FS-MBPC echter is de toename van het aantal schakeltoestanden. In [75, 86] wordt de impact van een groter aantal spanningsniveaus op de FPGA-implementatie uitvoerig besproken. In dit proefschrift zijn in bijlage C.6 de belangrijkste resultaten van deze analyse gegeven.

Voor een  $m$ -fasige invertor met  $n$  spanningsniveaus is het aantal mogelijke schakeltoestanden gegeven door  $N_s = 2^{m(n-1)}$ . Al deze schakeltoestanden moeten in iedere voorspellingsstap geëvalueerd worden. In tabel 4.6 is het aantal schakeltoestanden gegeven voor 3-fasige FCC's met  $n = 3 \dots 6$ . Aangezien het aantal te evalueren schakeltoestanden exponentieel toeneemt met  $n$  (van 64 voor  $n = 3$  tot 32768 voor  $n = 6$ ), neemt de rekenlast duidelijk erg snel toe. Daarbij wordt de rekenlast ook verzwaaard door de toenemende modelcomplexiteit en dus het aantal bewerkingen die moeten uitgevoerd worden. In tabel 4.6 is het aantal bewerkingen getoond in de voorspellings- en optimalisatiestap. De totale rekenlast, gegeven

#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 171

		$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$
bewerkingen/schakeltoestand	$N_c$	46	65	84	103
aantal schakeltoestanden	$N_s$	64	512	4096	32768
totaal aantal bewerkingen	$N_s N_c$	2944	33280	344064	3375104

Tabel 4.6: Aantal bewerkingen in de voorspellings- en optimalisatiestap van FS-MBPC voor  $n = 3 \dots 6$

beperking	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$
single-switch	27	64	125	216
double-switch	64	343	1331	3375
polarity-consistent	46	290	1906	12932
geen beperking	64	512	4096	32768

Tabel 4.7: Aantal schakelacties voor verschillende beperkingen op de schakelacties

in de laatste lijn van tabel 4.6, is het product van het aantal schakeltoestanden en het aantal bewerkingen per evaluatie van een schakeltoestand. De grote waarden in tabel 4.6 maken duidelijk dat de implementatie van het algoritme (dit wordt besproken in bijlage C.6) verre van triviaal is en dat de juiste technologie moet geselecteerd worden.

Om de rekenlast binnen de perken te houden, kunnen beperkingen opgelegd worden aan de schakelacties. Een eerste mogelijkheid bestaat erin om slechts toe te laten dat per fase één paar complementaire schakelaars schakelt. Dit beperkt het aantal te evalueren toestanden, reduceert de schakelfrequentie en verbetert de spanningskwaliteit. Deze optie wordt de ‘single-switch’ beperking genoemd. In tabel 4.7 is duidelijk te zien dat het aantal schakelacties gevoelig beperkt wordt.

Het grootste nadeel van de ‘single-switch’ beperking is het feit dat er geen mogelijkheid meer is om tussen bepaalde redundante toestanden te schakelen. Deze redundante toestanden laten toe dat de capaciteitsspanning geregeld wordt, zonder dat er een andere spanningsvector aangelegd wordt. Om te kunnen schakelen tussen redundante toestanden moeten echter minstens twee schakelaars schakelen. Daarom wordt de ‘double-switch’ beperking toegepast. Voor een FC-inverter met drie niveaus betekent dit geen beperking van het aantal schakeltoestanden, voor een hoger aantal niveaus nog een gevoelige reductie.

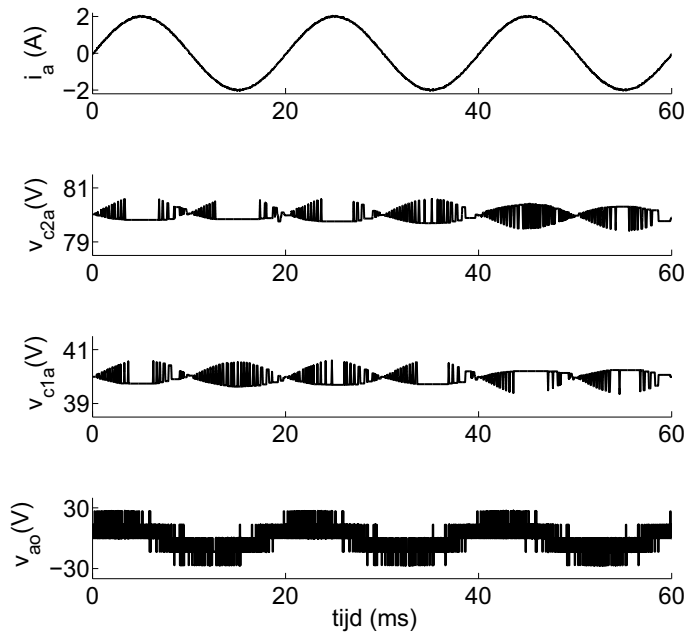
Hoewel de ‘single-switch’ en ‘double-switch’ beperkingen de spanningskwaliteit kunnen verbeteren, zullen ze niet garanderen dat de EPPCR gevolgd wordt. Daarom kan ook als beperking opgelegd worden dat enkel EPPCR-conforme schakelacties toegelaten zijn (de andere worden a priori uitgesloten of krijgen bij de optimalisatie een grote kost). In tabel 4.7 is te zien dat dit nog een belangrijke reductie

van het aantal schakelacties inhoudt. In bijlage C.6 komt de implementeerbaarheid in FPGA van deze schema's verder aan bod. In het vervolg van dit hoofdstuk wordt het geval van een FC-inverter met vier spanningsniveaus beschouwd, zonder beperkingen op de schakelacties. Alle 512 mogelijke schakelacties moeten dus worden geëvalueerd.

*B. Controlekwaliteit en invloed van de gewichtsfactor bij FS-MBPC stroomcontrole van een 4L-FCC*

Aangezien reeds voor een 3L-FCC werd aangetoond dat het verwaarlozen van de sterpuntspanning niet aan te raden is, wordt verder in dit proefschrift voor de 4L-FCC enkel het gekoppelde voorspellingsmodel gebruikt. In [77] zijn resultaten te vinden met zowel het ontkoppelde als het gekoppelde model. De systeemparameters en basiswaarden van het p.u.-systeem zijn respectievelijk gegeven in tabel 4.1 en tabel 4.2. De fasekostenfunctie is gegeven door:

$$J_x^k = (i_{x,r}^{k+2} - i_x^{k+2})^2 + W_{vc1}(v_{c1,r}^{k+2} - v_{c1x}^{k+2})^2 + W_{vc2}(v_{c2,r}^{k+2} - v_{c2x}^{k+2})^2 \quad (4.50)$$

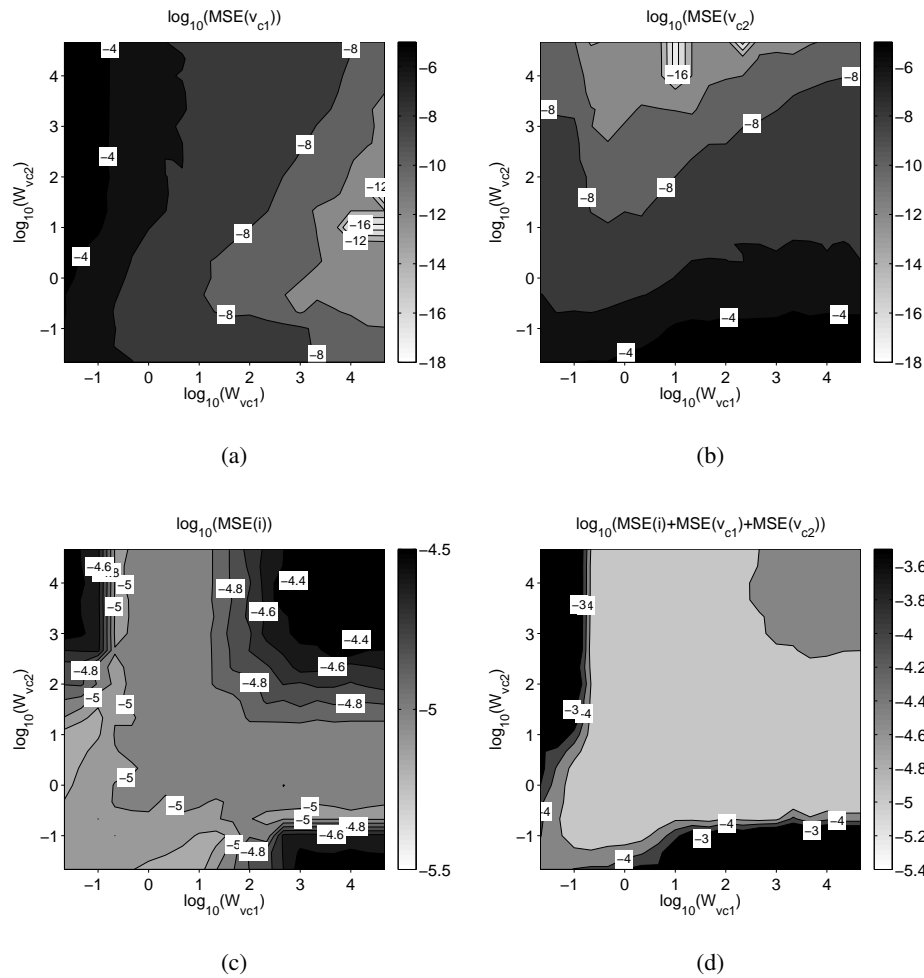


Figuur 4.29: Gesimuleerd stroomverloop  $i_a$  (boven), capaciteitsspanningen  $v_{cia}$  (midden) en fasespanning  $v_{ao}$  (onderaan) met  $W_{vc1} = W_{vc2} = 2.15$ , voor een stroomwenswaarde met amplitude 2A en frequentie 50Hz.

#### 4.6 Toepassingsvoorbeeld: FS-MBPC voor stroomcontrole van FC-invertoren 173

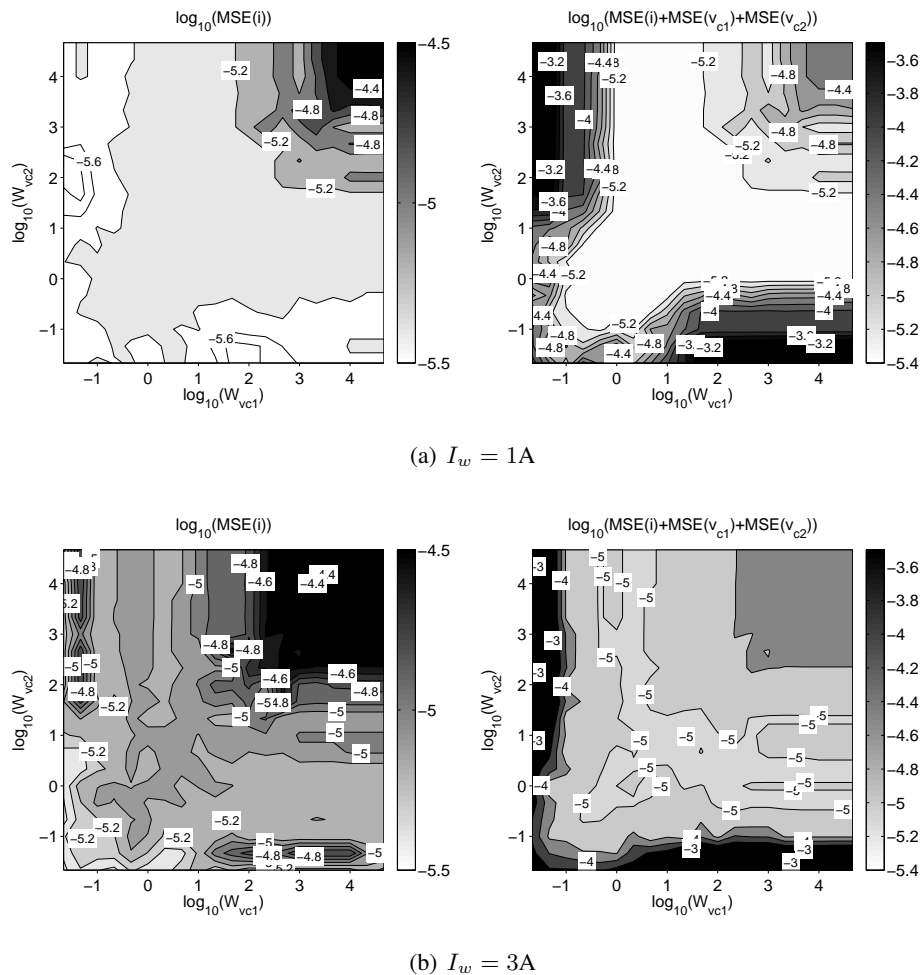
Simulatiere resultaten voor de FS-MBPC van de 4L-FCC zijn getoond in figuur 4.29. De wenswaarde voor de stroom heeft een amplitude van 2A en een frequentie van 50Hz. De gewichtsfactoren zijn  $W_{v_{c1}} = 2.15$  en  $W_{v_{c2}} = 2.15$ . De wenswaarden voor de spanning van de capaciteiten zijn respectievelijk  $\frac{2V_{DC}}{3}$  and  $\frac{V_{DC}}{3}$ . In figuur 4.29 is zowel de goede stroomcontrole als capaciteitsspanningscontrole zichtbaar. De fasespanning (figuur 4.29, onderaan) sluit behoorlijk nauw aan bij de grondharmonische waarde en heeft dus een lage MSE.

Net zoals voor een FC-invertor met 3 spanningsniveaus is het echter moeilijk om aan de hand van de golfvormen de controlekwaliteit te vergelijken. Daarom werden



Figuur 4.30: Isolijnen voor de MSE van de capaciteitsspanningen (a en b), stroom (c) en de totale fout (d) uit simulaties,  $I_w = 2$  A.

simulaties uitgevoerd voor een groot aantal waarden van de gewichtsfactoren  $W_{vc1}$  en  $W_{vc2}$ . Hieruit wordt de MSE van de gecontroleerde variabelen en opnieuw de totale p.u. MSE berekend. De resultaten zijn in figuur 4.30 voorgesteld aan de hand van isolijnen voor het tweedimensionale raster van  $W_{vc1}$  en  $W_{vc2}$ . Lichter gekleurde gebieden corresponderen met een betere controlekwaliteit. Uit figuren 4.30(a) en 4.30(b) is duidelijk dat de controlekwaliteit voor de spanning van een bepaalde capaciteit, zoals verwacht, verbetert wanneer de corresponderende gewichtsfactor wordt verhoogd. Ook is duidelijk dat wanneer de andere gewichtsfactor verhoogd wordt, beide kostenfunctietermen in elkaar licht tegenwerken, maar verder heeft de gewichtsfactor van één capaciteit slechts een beperkte invloed op de andere. Wan-



Figuur 4.31: Isolijnen voor de MSE van de stroom (links) en de totale fout (rechts) uit simulaties. bij  $I_w = 1A$  (a) en  $I_w = 3A$  (b).

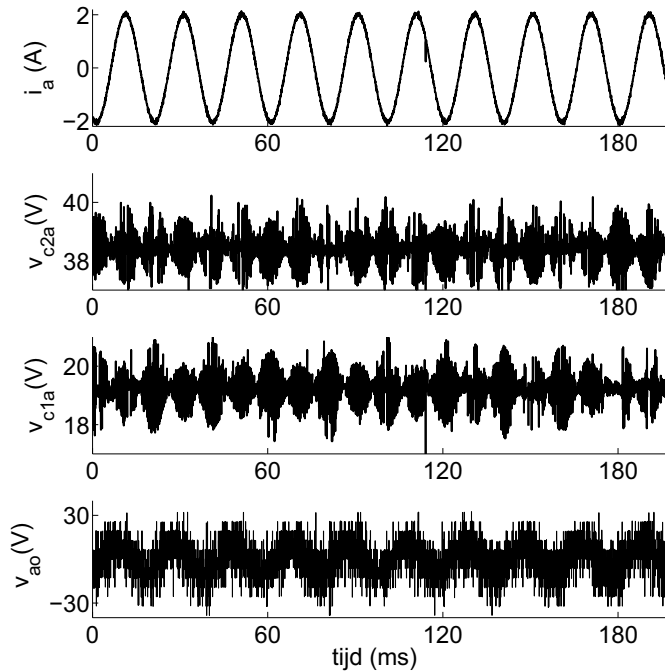
neer beide gewichtsfactoren hoog zijn, wordt de stroomcontrole verwaarloosd. Dit resulteert in een hoge MSE voor de stroom in figuur 4.30(c) en correspondeert met het gekende gedrag van de 3L-FCC. Wanneer slechts één gewichtsfactor hoog is, biedt de variatie van de tweede capaciteitsspanning nog voldoende vrijheid om een goede stroomcontrole te bekomen. Voor erg lage waarden van de gewichtsfactoren komen de capaciteitsspanningen niet overeen met de wenswaarden. Bijgevolg kunnen de nominale tussenliggende spanningsniveaus niet gerealiseerd worden. Hierdoor valt in figuur 4.30(c) op te merken dat de beste stroomkwaliteit, in tegenstelling tot de verwachtingen, niet bekomen wordt voor de laagste waarden van de gewichtsfactoren. De minimale MSE wordt bereikt voor lage, ongelijke waarden van  $W_{v_{c1}}$  en  $W_{v_{c2}}$ . In die situatie blijven beide capaciteitsspanningen dicht bij hun wenswaarden, maar de spanning van één van de capaciteiten kan meer rond deze wenswaarde variëren dan de andere. Hierdoor kunnen de tussenniveaus optimaal gebruikt worden om een goede stroomcontrole te bekomen. Het gebied van goede gecombineerde stroom- en capaciteitsspanningscontrole is erg groot. De uitgesproken symmetrie in de figuren is te wijten aan de gelijke capaciteitswaarden voor  $C_1$  en  $C_2$ .

Er dient te worden onderzocht of het grote gebied van goede gecombineerde controle ook bestaat voor andere wenswaarden van de stroomamplitude. In figuur 4.31 is de MSE van de stroom en de totale fout getoond voor respectievelijk  $I_w = 1\text{A}$  en  $I_w = 3\text{A}$ . Hoewel de absolute MSE-waarden hoger zijn, blijft het goede gebied voor de controle nagenoeg onveranderd. De keuze voor waarden van de gewichtsfactoren kan dus onafhankelijk van de stroomamplitude gebeuren.

### C. Experimentele resultaten voor FS-MBPC stroomcontrole van een 4L-FCC

Figuur 4.32 toont de metingen voor FS-MBPC stroomcontrole van een 4L-FCC met  $W_{v_{c1}} = W_{v_{c2}} = 2.15$ , de opstelling is beschreven in §C.7. De resultaten corresponderen met deze uit de simulaties (figuur 4.29). De controlekwaliteit in het experiment is goed, hoewel meetruis en modelon nauwkeurigheid een storende invloed hebben.

De experimenteel bekomen MSE-waarden zijn voorgesteld in figuur 4.33 met isolijnen. Voor hoge gewichtsfactoren wijken de meetresultaten weer af van de simulaties door de invloed van meetruis. Verder blijven de belangrijkste conclusies uit de simulaties behouden. Er is een breed gebied van goede gecombineerde controlekwaliteit. Zowel voor de stroom als voor de capaciteitsspanningen blijft de controlekwaliteit erg vlak in een groot gebied van de onderzochte waarden van de gewichtsfactoren. Het feit dat de controlekwaliteit niet verder kan verbeterd worden ligt aan de ruis op de metingen en de hoge updatefrequentie: met  $f_u = 20\text{ kHz}$  liggen de stroom- en spanningsvariëaties bij een goede controle al snel in de buurt van het ruisniveau.



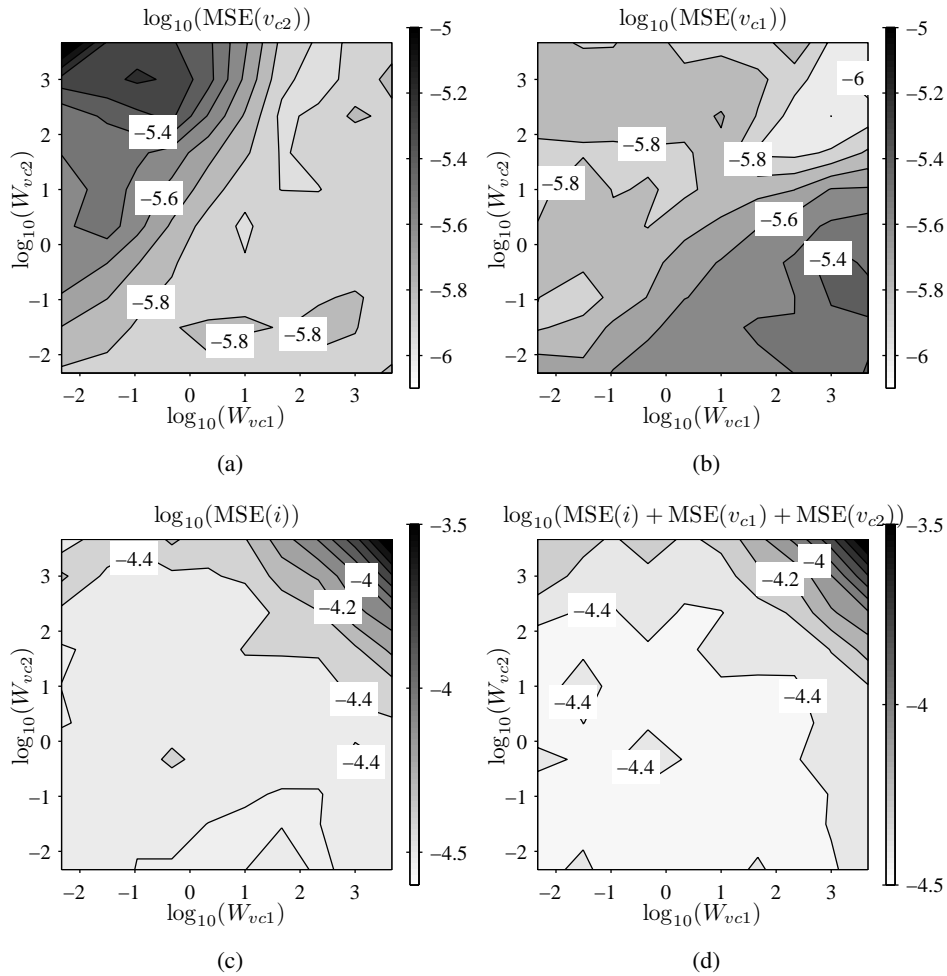
Figuur 4.32: Experimenteel bekomen stroom  $i_a$  (boven), capaciteitsspanningen  $v_{cia}$  (midden) en fasespanning  $v_{ao}$  (onderaan) met  $W_{v_{c1}} = W_{v_{c2}} = 2.15$  stroomwenswaarde 2A en frequentie 50Hz.

#### 4.6.10 Besluit i.v.m. het toepassingsvoorbeeld

In dit toepassingsvoorbeeld worden de belangrijkste principes en kenmerken van modelgebaseerde voorspellende regelaars geïllustreerd aan de hand van finite-set MBPC voor de uitgangsstroom- en capaciteitsspanningscontrole van een 3L-FCC en een 4L-FCC. De belangrijkste componenten van het algoritme zijn de schatting, voorspelling en optimalisatie. De omschrijving geeft al meteen een eerste kenmerk weer: de controle is multivariabel. Dit multivariabele karakter zorgt ervoor dat een analyse van de controlekwaliteit moet doorgevoerd worden voor elke gecontroleerde variabele. Om deze analyse systematisch en objectief uit te voeren is het gebruik van de MSE-waarden voorgesteld.

Aan de hand van de MSE-waarden van de gecontroleerde variabelen (en de som van de MSE-waarden) kan ook een goed interval afgeleid worden waarin de gewichtsfactor  $W_{vc}$  moet gekozen worden, een probleem waar de literatuur tot nu toe geen antwoord voorzag. Dit goede interval is experimenteel geverifieerd. Om





Figuur 4.33: Isolijnen voor de MSE van de capaciteitsspanningen (a en b), stroom (c) en de totale fout (d) uit metingen,  $I_w = 2$  A.

de negatieve gevolgen van de combinatie meetruis en een hoge gewichtsfactor tegen te gaan is een gewijzigde kostenfunctie voorgesteld die een tolerantieband op de capaciteitsspanning definieert. Voor andere alternatieve vormen van de kostenfunctie, zoals absolute-waarde-termen en het in rekening brengen van het aantal schakelacties, is de goede werking ook aangetoond en besproken.

Een analyse van het effect van de lengte van de controle- en voorspellingshorizon op de controlekwaliteit toont aan dat de uitbreiding van de horizon slechts zinvol is als er bijkomende controledoelstellingen of beperkingen op de schakelsequenties gedefinieerd worden en er bovendien een voldoende goed model is.

Wat de kwaliteit van het model betreft is aangetoond dat online FS-MBPC bijzonder robuust is bij parameterfouten en zelfs bij aanzienlijke modelleringsfouten. Hoewel het vereenvoudigen van het model zinvol kan zijn om de rekentechnische vereisten te beperken, mag dit nooit gebeuren zonder een goede analyse (bvb. aan de hand van de MSE-waarden) van de impact op de controlekwaliteit.

Bij deze controlekwaliteit moet ook gekeken worden naar de kwaliteit van uitgangsspanningen van de inverter. Het opnemen van beperkingen in de finite-set (harde beperking) of bijkomende termen in de kostenfunctie (zachte beperking) kan de spanningskwaliteit verbeteren met lagere verliezen en een lagere spanningsbelasting voor de last tot gevolg. De spanningskwaliteit voor de 3L-FCC werd bestudeerd aan de hand van de MSE van de uitgangsspanning en de mate waaraan aan de EPPCR voldaan wordt. Beide maatstaven leiden tot dezelfde conclusies. Ten eerste moet een erg hoge gewichtsfactor vermeden worden aangezien dan de spanningskwaliteit sterk aangetast wordt. Ten tweede is het gebruik van het ontkoppelde voorspellingsmodel verantwoordelijk voor een sterke daling in de spanningskwaliteit en een sterke toename in de schakelfrequentie.

Het toepassingsvoorbeeld is voornamelijk uitgewerkt voor een 3L-FCC omdat dit de eenvoudigste FC multilevel topologie is. Dezelfde conclusies gelden echter voor multilevel-convertoren met meer niveaus ook. De uitdaging om het algoritme te implementeren is uiteraard groter aangezien meer schakeltoestanden dienen beschouwd te worden. Daartoe werd in dit hoofdstuk de invloed van de gewichtsfactoren van de kostenfunctie van een 4L-FCC bestudeerd (met 512 schakeltoestanden). De resultaten werden voorgesteld aan de hand van isolijnen. In [77] echter is een de analyse en experimentele verificatie voor een FC-inverter met vier spanningsniveaus verder uitgewerkt.

## 4.7 Besluit

In dit hoofdstuk werden voorspellende regelaars voor vermogenselektronische omvormers behandeld. Daarbij werd gepreciseerd aan welke voorwaarden een regelaar moet voldoen om voorspellend genoemd te worden. Uitgaande van generieke voorspellende regelaars werden ook de voorwaarden voor modelgebaseerde voorspellende regelaars besproken.

De componenten en eigenschappen van deze regelaars werden uitvoerig verkend om zo de opties voor de implementatie van deze regelaars in kaart te brengen. De meer conceptuele keuzes bij deze opties zorgen voor breuklijnen die toelaten een zekere classificatie op te stellen voor de verschillende types voorspellende regelaars. Binnen iedere klasse zullen er echter nog steeds een groot aantal ontwerpkeuzes overblijven. De kritische vergelijking van de mogelijkheden voor het gebruik van de verschillende voorspellende regelaars voor vermogenselektro-

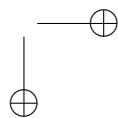
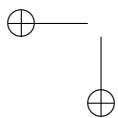
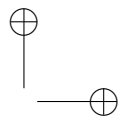
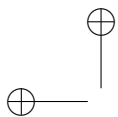
nische toepassingen (in het bijzonder MBPC) in §4.5 vormt een originele bijdrage, bedoeld om de verwarring rond types voorspellende regelaars op te helderen.

De bereikte controlekwaliteit van de regelaar wordt in belangrijke mate bepaald door de eerder vermelde ontwerpkeuzes en daarom is het belangrijk om deze keuze op een gefundeerde en objectieve methode te baseren. Daartoe worden in dit hoofdstuk verschillende maatstaven gedefinieerd die kunnen gebruikt worden bij het analyseren van de controlekwaliteit en die in het bijzonder toelaten om op basis van deze analyse goede ontwerpkeuzes te maken. Experimentele verificatie heeft aangetoond dat deze analysemethodes in combinatie met simulaties toelaten om goede keuzes te maken voor werkelijke systemen.

In §4.6 zijn een groot aantal originele bijdragen van dit proefschrift te vinden:

- een systematische analyse van de controlekwaliteit van FS-MBPC met MSE-waarden en de toepassing van deze analyse om geschikte gewichtsfactoren en geschikte voorspellingshorizon te selecteren
- een grondig onderzoek van verschillende types kostenfuncties
- een analyse van de invloed van een modelvereenvoudiging
- een analyse van de robuustheid van het algoritme voor parametervariëaties
- een analyse van de invertorspanningskwaliteit
- de uitbreiding van de regelaar naar een indirecte veldoriëntatie voor IM en van 3L-FCC naar 4L-FCC
- de experimentele verificatie van de onderzochte aspecten, waarbij de FPGA-implementatie van FS-MBPC voor 4L-FCC een zeer belangrijk resultaat is.

Met de afbakening van de belangrijkste theoretische kenmerken en eigenschappen van modelgebaseerde voorspellende regelaars enerzijds en de illustratie aan de hand van de vermogenselektronische controle met een eenvoudige  $RL$ -last anderzijds kan in het volgende hoofdstuk de modelgebaseerde voorspellende directe koppelcontrole van draaiveldmachines behandeld worden.





## Hoofdstuk 5

# Directe koppelcontrole: schakelstrategieën als voorspellende regelaars

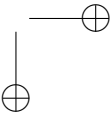
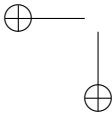
### 5.1 Inleiding

In dit hoofdstuk worden een aantal sturingen binnen de DTC-familie besproken in het kader van voorspellende regelaars. Deze sturingen zijn steeds schema's met directe invertorcontrole die, net zoals de oorspronkelijke DTC-sturing, gebruik maken van de eindige verzameling van schakeltoestanden. De gemeenschappelijke eigenschappen komen uitgebreider aan bod in §5.2.2. Daartoe wordt eerst in §5.2.1 voor 'klassieke' DTC besproken waarom de interpretatie als voorspellende regelaar interessant is.

Voor elk van de sturingen worden de werkingsprincipes uiteengezet. Daarnaast komen de realiseerbare controlekwaliteit en voor- en nadelen van de verschillende strategieën aan bod. Wat de controlekwaliteit betreft is niet enkel het volgen van de flux- en koppelreferentie belangrijk, maar wordt ook aandacht besteed aan de spanningskwaliteit van de invertor. In §5.3 wordt daarom stilgestaan bij de criteria om de controlekwaliteit te beoordelen. In §5.4 komen ook de verschillen tussen directe koppelcontrole voor inductiemachines en permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines aan bod.

De strategieën worden grosso modo in toenemende mate van complexiteit besproken. Eerst komen de schema's met opzoektabelen aan bod, vervolgens de schema's waar aan de hand van enkele voorspellingen getracht wordt de controlekwaliteit te verbeteren. Tenslotte worden de schema's met finite-set modelgebaseerde voorspellende controle behandeld.

Ook wat de vermogenslektronische omvormers betreft is er een stijgende mate



van complexiteit. Eerst worden alle sturingen besproken voor de eenvoudigste vermogenslektronische topologie: de spanningsinverter met twee spanningsniveaus. Deze topologie is immers nog steeds veruit de meest gebruikte. Bovendien vergemakkelijkt deze eenvoudige topologie de analyse. Het is echter duidelijk dat de introductie van complexere topologieën een aantal bijkomende mogelijkheden biedt. De gevolgen van het gebruik van multileveltopologieën in een aantal van de behandelde sturingen en de specifieke bijkomende opportuniteiten, worden besproken in §5.9.

## 5.2 Voorspellende regelaars voor directe koppelcontrole

### 5.2.1 DTC als voorspellende controle

Hoewel DTC (het oorspronkelijke schema voorgesteld door Takahashi in [6] en de uitbreidingen) vaak niet als voorspellende regeling beschouwd wordt, voldoet het wel degelijk aan de basisvoorwaarden van §4.2. Net zoals andere regelaars die op hysteresisprincipes steunen<sup>1</sup> zijn immers de volgende elementen aanwezig:

- het expliciet voorzien van de evolutie van het systeem ten gevolge van het aanleggen van een bepaalde controle-actie
- de criteria om op basis van deze evolutie de ‘meest geschikte’ controle-actie te bepalen.

Deze visie wordt ook door een aantal andere onderzoekers gedeeld [13, 14]. Het kaderen van DTC als voorspellende controle heeft bovendien veel zin omdat dit toelaat een aantal eigenschappen van de strategie systematischer te behandelen. Al te vaak wordt DTC eenvoudig voorgesteld als een heuristische methode, maar wordt de rationale voor het opstellen van de opzoektabel niet besproken. Dit laat echter niet toe om de DTC s.s. (zoals voorgesteld door Takahashi) goed te analyseren. Het biedt bovendien weinig mogelijkheden om significant betere alternatieven voor te stellen, hoewel dit wel betracht wordt. De analyses en uitbreidingen voor DTC worden meestal geplaatst in één van de volgende kaders:

- De heuristische visie op DTC  
Hierbij worden aanpassingen en besprekingen meestal erg ad hoc gerealiseerd. Veel van de uitbreidingen blijven erg dicht bij de oorspronkelijke versies of

<sup>1</sup>Er wordt verkozen om hier, in tegenstelling tot andere auteurs, DTC geen hysteresisregeling te noemen. Ten eerste is de complexiteit van DTC groter dan bijvoorbeeld een stroomhysteresisregeling, DTC voorziet immers in een multivariabele regeling. Ten tweede wordt zelfs bij de basisversie en a fortiori bij de uitbreidingen gebruik gemaakt van meervoudige hysteresislussen die resulteren in de kwantisatie van de fouten.

maken gebruik van technieken uit de soft computing en artificiële intelligentie. De meest gebruikte soft computing techniek is fuzzy logic. De heuristische basis van DTC wordt dan aangewend als ‘expert knowledge’ om een aantal als-dan regels op te stellen voor de inference engine (die samen met de defuzzifier de opzoektabel vervangt). De kwantisatie van de fout gebeurt dan fuzzy, fouten zijn dan niet langer groot of klein maar behoren in zekere mate tot de klasse van grote of kleine fouten. De fuzzy logic implementaties van DTC kennen echter grotendeels dezelfde problemen als het klassieke schema (o.a. gedrag bij hoge snelheid, ontwerp van de fuzzifier t.o.v. de kwantisatie). Dit is niet verwonderlijk, gegeven de oorsprong van de techniek. Voor de vormen van DTC met artificiële intelligentie<sup>2</sup> worden meestal neurale netwerken gebruikt. Hierbij wordt gesteund op de karakteristieken van DTC als ‘mapping control’ waarbij een bepaalde controlevariabele geselecteerd wordt op basis van de set van ingangsvariabelen. Het artificiële neurale netwerk wordt dan aangeleerd welke uitgang bij een set van ingangsvariabelen hoort. Dit leren kan verder gaan tijdens de werking van de controle. De belangrijkste kritiek op deze invalshoek voor DTC is opnieuw gegeven door het te sterk steunen op de klassieke DTC en de te beperkte mogelijkheden om de eigenschappen van de controlestrategie goed te bespreken. Artificiële neurale netwerken kunnen door hun mogelijkheden om ingangen op uitgangen te mappen wel nuttig gebruikt worden in versies van DTC s.l. die op voorspellende strategieën gebaseerd zijn.

- Niet-lineaire regeltechniek

Een aantal onderzoekers [60,87] hebben getracht een meer theoretische grondslag te geven aan DTC, wat dus volledig tegengesteld is aan de zuiver heuristische benadering. Doordat DTC echter bijzonder niet-lineair is, kunnen hiervoor geen ‘klassieke’ regeltechnische aanpakken gebruikt worden. Daarom wordt moderne theorie voor niet-lineaire systemen gebruikt. Het is dus duidelijk dat dit in principe een grondige en systematische bespreking van DTC toelaat. In de afleiding van DTC binnen dit kader echter moeten er typisch zeer veel veronderstellingen gemaakt worden. Hierdoor blijven enkele aspecten van het karakteristieke gedrag vaak onbesproken<sup>3</sup>.

- Statorfluxcontrole

Enerzijds controleert DTC de statorfluxmodulus en anderzijds is de koppel-

<sup>2</sup>Fuzzy logic wordt soms ook als artificiële intelligentie beschouwd. Door het gebrek aan zelf-organiserende eigenschappen wordt hier echter een expliciet onderscheid gemaakt.

<sup>3</sup>Bij de meeste pogingen tot een analytische behandeling van DTC wordt ofwel verondersteld dat het koppel en de fluxmodulus binnen de tolerantieband gelegen zijn ofwel dat minstens één van beide variabelen gelijk is aan de wenswaarde. Zoals verder in dit hoofdstuk zal blijken, is dit echter zeker niet steeds het geval.

controle gebaseerd op wijzigingen van de statorfluxhoek. Daarom verkiezen een aantal onderzoekers om DTC als statorfluxcontrole te beschrijven. Hierbij is de gebruikte strategie erg uiteenlopend: van statorfluxveldoriëntatie tot voorspellende schema's, de grens is soms vaag. Grosso modo echter kunnen alle beschrijvingen binnen dit kader opgedeeld worden in directe controle of uitbreidingen met ruimtevectormodulatie. De eerste groep is vaak eenvoudiger te omschrijven als voorspellende controle, de tweede groep wordt vooral gekenmerkt door het feit dat de inverter als schakelende versterker gebruikt wordt.

Elk van de besproken kaders voor de bespreking van DTC heeft dus zijn beperkingen. In dit proefschrift wordt echter duidelijk dat bespreking en verbetering van de controlekwaliteit op een meer natuurlijke manier gebeuren wanneer DTC als voorspellende regelaar beschouwd wordt.

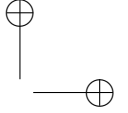
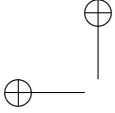
### 5.2.2 Afbakening van de klasse van voorspellende regelaars

Net omdat er duidelijk veel verschillende implementaties van directe koppelcontrole bestaan, is het nuttig a priori te bepalen binnen welk kader de schakelstrategieën besproken worden. Het hoofddoel van directe koppelcontrole correspondeert duidelijk met het kader van de voorspellende regelaars: het bepalen van de meest geschikte controle-actie (hetzij een schakeltoestand, hetzij een spanningsruimtevector), rekening houdend met de voorziene evolutie van de gecontroleerde variabelen. Toch is er binnen de groep van voorspellende regelaars nog een grote variëteit aan strategieën. In de rest van het hoofdstuk wordt de bespreking toegespitst op een specifieke klasse van voorspellende regelaars voor directe koppelcontrole. Deze wordt afgebakend door uit te gaan van de specifieke basiseigenschappen van DTC *sensu stricto*.

Ten eerste wordt opgemerkt dat DTC s.s. het motorkoppel en de statorfluxmodulus als gecontroleerde variabelen gebruikt. Ook in dit proefschrift worden enkel statorfluxgebaseerde strategieën behandeld. Schema's waarbij naast het motorkoppel nog de stroomcomponent volgens de directe magnetische as [17], het 'reactief koppel' (dus de arbeidsfactor) [17] of de rotorfluxmodulus [7] gecontroleerd worden, zijn hier niet beschouwd.

Ten tweede dient opgemerkt te worden dat de strategie van Takahashi een directe controle van de inverter tot doel heeft. Ook in dit hoofdstuk zullen verder enkel strategieën met directe invertercontrole behandeld worden. Directe controle en pulsbreedte- of ruimtevectormodulatie zijn immers een totaal verschillend paradigma voor de modulatie van een spanningsinverter. Bij de laatste wordt de inverter louter als een schakelende versterker gezien van de spanningswenswaarden. Voor deze linearisatie van de inverter is een voldoende hoge schakelfrequentie vereist





om de harmonischen ten gevolge van het schakelen te kunnen verwaarlozen. Deze hoge schakelfrequentie zal echter steeds aanwezig zijn en dus aanleiding geven tot hoge schakelverliezen, ook indien een aanvaardbare controlekwaliteit bekomen zou worden met een veel lagere effectieve schakelfrequentie. Door de vastgelegde schakelsequentie binnen één draaggolfperiode zal bij PWM/SVM steeds een goede spanningskwaliteit kunnen gegarandeerd worden. Bij directe controle daarentegen komt het niet-lineaire karakter van de inverter duidelijk naar voor en wordt de hoogfrequente variatie ten gevolge van het schakelen wel expliciet beschouwd. Het is duidelijk dat dit nauwer aansluit bij de principes van DTC en voorspellende controle.

Het vervolg van het hoofdstuk behandelt dus statorfluxgebaseerde, voorspellende regelaars voor het motorkoppel die een directe controle realiseren van inverter en motor. Binnen deze klasse vormt de DTC-strategie van Takahashi één mogelijke variant.

### 5.3 Criteria voor de kwaliteit van de schakelstrategieën

Bij de bespreking van de verschillende strategieën in dit hoofdstuk is de behaalde controlekwaliteit uiteraard erg belangrijk. Om objectieve en systematische besprekingen mogelijk te maken, worden hier maatstaven gedefinieerd om de controlekwaliteit te beoordelen. Verschillende toepassingen zullen uiteraard verschillende eisen stellen aan de controle. Dé beste strategie zal dus niet bestaan. De maatstaven kunnen wel dienen om voor de verschillende toepassingen af te wegen welke strategieën het meest geschikt zijn.

#### 5.3.1 Koppelcontrole

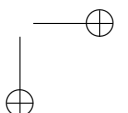
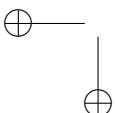
De directe koppelcontrole gaat uit van een wenswaarde  $T^*$  voor het koppel. De controlekwaliteit wordt dus bepaald door de afwijking van het gerealiseerde koppel ten opzichte van deze wenswaarde. Als eerste vergelijkingspunt kan het gemiddelde koppel  $T_{\text{gem}}$  berekend worden, voor een continue koppelwaarde (vergelijking (5.1)) of een bemonsterd koppel (vergelijking (5.2)):

$$T_{\text{gem}} = \frac{1}{t_1 - t_0} \int_{t_0}^{t_1} T(t) dt \quad (5.1)$$

$$T_{\text{gem}} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m T^k \quad (5.2)$$

De afwijking van het gemiddelde koppel ten opzichte van de wenswaarde

$$\Delta T_{\text{gem}} = T_{\text{gem}} - T^* \quad (5.3)$$



of uitgedrukt in per-unit waarden<sup>4</sup>

$$\Delta t_{\text{gem}} = \frac{T_{\text{gem}} - T^*}{T_{\text{ref}}} \quad (5.4)$$

kan dan gebruikt worden om schakelstrategieën te vergelijken.

Uiteraard is de gemiddelde afwijking niet de enige maatstaf om de koppelcontrole te evalueren. Het koppel kan (en zal) immers variëren rond de gemiddelde waarde. Meestal wordt dit aangeduid met de term koppelrimpel. De ogenblikkelijke koppelrimpel  $T_r$  kan berekend worden t.o.v. de wenswaarde als

$$T_{r,w}(t) = T(t) - T^* \quad (5.5)$$

of ten opzichte van het gemiddelde koppel als

$$T_{r,\text{gem}}(t) = T(t) - T_{\text{gem}} = T(t) - (T^* + \Delta T_{\text{gem}}) \quad (5.6)$$

Om verschillende aandrijvingen onderling te kunnen vergelijken, is het opnieuw voordelig om deze grootheden in p.u. uit te drukken:

$$t_{r,w}(t) = \frac{T(t) - T^*}{T_{\text{ref}}} \quad (5.7)$$

$$t_{r,\text{gem}}(t) = \frac{T(t) - T_{\text{gem}}}{T_{\text{ref}}} \quad (5.8)$$

Ook hier geldt dat de koppelrimpel in procent (of dus per unit) best uitgedrukt wordt ten opzichte van een vaste referentiewaarde. Uitdrukken hoe groot de koppelrimpel is ten opzichte van de wenswaarde kan een idee geven van het belang van de koppelrimpel maar is niet goed te gebruiken om schema's onderling te vergelijken.

Uit het tijdsverloop van de ogenblikkelijke koppelrimpel worden typisch een drietal relevante vergelijkingsparameters gehaald:

- de maximale (negatieve en/of positieve) afwijking. Te grote koppelpieken kunnen immers nadelig zijn voor de aangedreven toepassing.
- de spectrale verdeling, waarbij via een Fourieranalyse (FFT) duidelijk wordt in welk frequentiegebied de belangrijkste koppelpulsaties optreden. Hierbij zijn in het bijzonder laagfrequente koppelpulsaties te vermijden. Deze worden immers minder gedempt door de inertie van de aandrijving en kunnen mechanische resonanties uitlokken.

<sup>4</sup>Merk op dat een procentuele of per-unit afwijking steeds dient uitgedrukt te worden t.o.v. een vaste referentiewaarde (typisch het nominale koppel) en niet t.o.v. de wenswaarde. Deze laatste kan immers ook 0 zijn.

- een maat voor de gemiddelde absolute fout om de totale hoeveelheid rimpel te kwantificeren. Hiervoor wordt typisch de MAE, MSE of RMSE van de koppelrimpel gebruikt.

Voor het laatste punt kan de MSE van de koppelrimpel gedefinieerd worden als:

$$\text{MSE} = \frac{1}{t_1 - t_0} \int_{t_0}^{t_1} (t_r(t))^2 dt \quad (5.9)$$

Aangezien meestal met digitale implementaties gewerkt wordt, kan beter de uitdrukking voor bemonsterde koppelwaarden gebruikt worden:

$$\text{MSE} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m (t_r^k)^2 \quad (5.10)$$

Hierbij kan het resultaat erg verschillend zijn naargelang vergelijking (5.7) dan wel (5.8) gebruikt wordt voor  $t_r$ . Bij een aantal strategieën (in het bijzonder de DTC van Takahashi) bestaat er een belangrijke gemiddelde fout op het koppel. Wanneer in dat geval uitdrukking (5.7) gebruikt wordt voor  $t_r$ , moet men zich bij vergelijkingen tussen schema's hiervan bewust zijn. De kans bestaat immers dat vooral de intrinsieke gemiddelde afwijking vergeleken wordt. In [88] wordt dan ook de uitdrukking op basis van vergelijking (5.8) gebruikt, in deze evaluatie wordt enkel de koppelrimpel beoordeeld. Veelal, in het bijzonder voor digitale implementaties, is de gemiddelde fout niet constant maar afhankelijk van de werkingssomstandigheden. In dat geval is het gebruik van uitdrukking (5.7) aanzienlijk eenvoudiger. Bovendien zal men meestal eerder in de totale koppelcontrolekwaliteit geïnteresseerd zijn dan enkel in de gemiddelde grootte van de koppelrimpel (hoewel dit uiteraard afhangt van de toepassing).

Wanneer implementaties met een tolerantieband voor het koppel vergeleken worden, zou ook de afwijking van het koppel t.o.v. de grenzen van de tolerantieband kunnen gebruikt worden. De MSE berekend op deze afwijkingen geeft aan in welke mate de regelaar aan de controledoelstelling voldoet: het binnen de tolerantieband houden van het koppel. Men zou kunnen argumenteren dat dit een meer correcte manier is om de performantie van systemen met tolerantiebanden te beoordelen. Voor de meeste toepassingen is dit echter geen nuttige maatstaf. Bovendien zou een dergelijke analyse vaak triviaal zijn: grotere tolerantiebanden scoren beter op deze maatstaf.

Een laatste nuttige parameter voor het vergelijken van de koppelregelingen, is de stijgtijd (rise time) voor het koppelantwoord bij een stap in de wenswaarde. Methodes die betere resultaten halen op koppel nauwkeurigheid kunnen potentieel de stijgtijd nadelig beïnvloeden. Een belangrijk voordeel van DTC, namelijk de excellente dynamische eigenschappen, komen dan in gevaar.

### 5.3.2 Fluxcontrole

Om de kwaliteit van de fluxcontrole te evalueren kunnen in principe dezelfde grootheden gebruikt worden als voor de koppelcontrole. Aangezien een systematische afwijking van de gemiddelde flux niet eigen is aan het schema wordt de MSE van de flux berekend als:

$$\text{MSE} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m (|\underline{\psi}_s^k| - |\underline{\psi}_s^*|)^2 \quad (5.11)$$

met  $\psi_s$  de p.u. statorflux.

Alternatief kan voor een regimesituatie ook de hoogfrequente inhoud van de statorfluxcomponenten vergeleken worden. Daarvoor kan de THD gebruikt worden van één of beide fluxcomponenten:

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{\Psi_{\alpha\text{RMS}}}{\Psi_{1,\alpha}}\right)^2 - 1} \quad (5.12)$$

Merk op dat hierbij de grondharmonische statorfluxcomponenten geen gecontroleerde variabelen zijn. Hun waarde moet dus uit de geschatte statorflux berekend worden.

### 5.3.3 Spanningskwaliteit

De kwalitatieve en kwantitatieve methodes uit §2.6.2 om de spanningskwaliteit te bespreken, zullen in dit hoofdstuk gebruikt worden. De nadruk zal daarbij voornamelijk liggen op het realiseren van een minimale spanningskwaliteit door aan de voorwaarden van de PPCR of EPPCR te voldoen.

Van bijzonder belang bij DTC met directe invertercontrole is de schakelfrequentie. Deze ligt immers niet a priori vast en zal afhangen van de update-frequentie, de parameters van de regelaar en de last. Aangezien een hoge schakelfrequentie hoge schakelverliezen met zich meebrengt, moet een eventuele verbetering van de controlekwaliteit ook afgewogen worden t.o.v. een verhoogde schakelfrequentie. Bij een aantal toepassingen zal de schakelfrequentie zelfs één van de belangrijkste eigenschappen van de aandrijving zijn. Deze situatie kan zich voordoen bij aandrijvingen met een hoog vermogen waar de gebruikte halfgeleiderschakelaars (hoge maximale spanning en stroom) door een hoog schakelverlies slechts lage schakelfrequenties toelaten. Een ander voorbeeld zijn aandrijvingen waar de excitatie van een mechanische eigenfrequentie vermeden moet worden, want daar vormt de variabele schakelfrequentie een reëel risico. Bij dergelijke toepassingen kan het interessanter zijn om de schakelfrequentie (ongeveer) vast te leggen.

Afsluitend moet opgemerkt worden dat de geschiktheid van een bepaalde strategie voor een specifieke toepassing bepaald wordt door de combinatie van al de reeds besproken eigenschappen. Zo zal in sommige toepassingen de kwaliteit van de koppelcontrole primeren (folietrekken en papierfabrieken: dynamisch gedrag en koppelrimpel, tractie: snel dynamisch gedrag). Bij hoge busspanningen zal het respecteren van de pulse polarity consistency rule (om isolatieschade te vermijden) dan weer belangrijk zijn. Bij deze aandrijvingen worden bovendien schakelaars met een hoge sperspanning gebruikt. Deze schakelaars hebben typisch bijzonder grote schakelverliezen en het reduceren van de schakelfrequentie zal dus een belangrijke controledoelstelling zijn. Het is belangrijk om de verschillende strategieën voor al deze eigenschappen te kunnen vergelijken, maar het is niet realistisch te veronderstellen dat één methode in alle toepassingen de beste resultaten neerzet. Dit is a fortiori zo indien de economische aspecten in rekening gebracht worden. De nodige hardware verschilt immers sterk tussen de minst en de meest performante methodes.

## 5.4 Fundamentele verschillen bij de toepassing van directe koppelcontrole op inductiemachines en PMSM's

In de grote meerderheid van de publicaties die in de literatuur verschenen zijn, wordt inzake de regeling een onderscheid gemaakt naargelang het type draaiveldmachine dat gecontroleerd wordt. Dit hoeft uiteraard niet te verwonderen, voor sommige toepassingen is één type motor te verkiezen en de specifieke implementatie zal ook afhangen van het type machine. Publicaties die focussen op de implementatiedetails kennen dan ook vaak slechts een beperkt toepassingsgebied. Zo zullen modelgebaseerde strategieën verschillen door het model dat voor de beschouwde machine gebruikt wordt, zeker wanneer dit model in een specifiek referentiestelsel beschreven is. Ook voor de statorfluxschatting, zie hoofdstuk 6, zal vaak gebruik gemaakt worden van een modellering van de machine die erg specifiek kan zijn.

Los van de reeds genoemde redenen echter zijn er in de literatuur bijzonder veel publicaties verschenen waar gepretendeerd wordt dat er essentiële verschillen zijn tussen directe koppelcontrole (in het bijzonder DTC s.s.) voor PMSM's enerzijds en (kooianker)inductiemachines anderzijds. Daarbij wordt meestal het verschil tussen SPMSM's en IPMSM's nog in de verf gezet. De aparte bespreking van een bepaald aspect van directe koppelcontrole voor IM, SPMSM en IPMSM geeft soms ten onrechte de indruk dat men met sterk verschillende regelaars te maken heeft. In feite is dit manifest niet waar en zijn de besproken eigenschappen bijna steeds globaal geldig voor directe koppelcontrole. Zoals verder besproken wordt, zijn er weliswaar twee aspecten waarin opzoektabel-gebaseerde DTC voor PMSM's

en IM's verschillen, maar deze hebben geen fundamenteel gewijzigd gedrag tot gevolg. In [89] wordt dan ook terecht gesteld dat een PMSM een gewone draaiveldmachine is met een controle zoals voor andere draaiveldmachines.

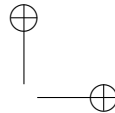
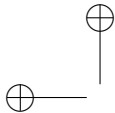
Net daarom handelt dit proefschrift over de directe koppelcontrole van draaiveldmachines in het algemeen, waarbij zowel kooiankerinductiemachines en PMSM's aan bod komen. De bespreking wordt zoveel mogelijk algemeen gehouden en indien geen machinetype vermeld wordt, zijn de conclusies evenzeer toepasbaar op IM en PMSM. Enkel wanneer de controlestrategie sterk beïnvloed wordt door het type motor wordt de bespreking opgesplitst.

De belangrijkste kenmerken van PMSM's t.o.v. inductiemachines (en ook elektrisch bekrachtigde synchrone machines) die een zekere invloed hebben op de directe koppelcontrole zijn:

- de aanwezigheid van de permanente magneten
- de statorinductanties van PMSM's kunnen betrekkelijk klein zijn
- voor bepaalde bouwvormen de inductantie in de kwadratuursas  $L_q$  is groter dan of gelijk aan deze in de directe as  $L_d$ , wanneer er een reluctantie-koppel is
- er zijn geen 'typische' PMSM's in termen van schaalwetten voor de parameters, in tegenstelling tot de situatie bij inductiemachines (en in mindere mate elektrisch bekrachtigde synchrone machines)
- gewoonlijk zijn geen demperwikkelingen of rotorkooi voorzien bij PMSM's voor invertorvoeding

De effecten van deze kenmerken komen verder aan bod. Andere types draaiveldmachines, zoals elektrisch bekrachtigde synchrone machines en inductiemachines met sleepingen, worden niet in dit proefschrift behandeld. Hoewel de principes voor directe koppelcontrole evenzeer toepasbaar zijn bij deze draaiveldmachines, moet men rekening houden met de bijkomende vrijheidsgraden die gecreëerd worden door de bekrachtigingswikkelingen met sleepingen. Deze toepassingen kunnen bijzonder interessant zijn, en zeker baat hebben bij een aantal van de verder voorgestelde technieken met MBPC, maar hun behandeling zou te ver leiden en valt dus buiten het kader van dit proefschrift.

Tot nu toe werd enkel gesproken over PMSM's en inductiemachines, maar men mag niet uit het oog verliezen dat er steeds meer machines op de markt komen die in feite tussen deze twee types in vallen. De zogenaamde 'IM-PMSM hybride' motoren bevatten zowel een rotorkooi als permanente magneten in de rotor. De motoren zijn ontwikkeld als 'line-start' of 'direct-online' PMSM's (LSPMSM, DOL), die in tegenstelling tot de meer klassieke PMSM's, direct kunnen aangesloten worden aan een driefasig net en kunnen synchroniseren door de rotorkooi. Er is echter



ook interesse om deze motoren bij variabele frequentie te gebruiken, gevoed door invertoren. Gezien hun hoge efficiëntie en gebruiksgemak worden ze momenteel voorgesteld als vervangers van hoog-efficiënte inductiemachines. Daardoor worden ze enerzijds in gestandaardiseerde vermogensreeksen (zoals voor overeenkomstige inductiemachines) en anderzijds in grote hoeveelheden geproduceerd. Het valt dus te verwachten dat ook inverter-gevoede LSPMSM's als 'universele' aandrijving een sterke opmars zullen maken. Wanneer men echter meer prestatie wil van deze LSPMSM's ligt directe koppelcontrole voor de hand als controletechniek. Directe koppelcontrole is immers zonder wijzigingen toepasbaar voor elk type draaiveldmachine, ook voor motoren die eigenschappen van zowel IM's als PMSM's vertonen.

## 5.5 Strategieën gebaseerd op opzoektabelen

Historisch gezien ligt de basis van DTC bij het gebruik van opzoektabelen, zoals reeds in §3.4 aangehaald werd. De eerste versies zoals voorgesteld door Takahashi [6] maken gebruik van analoge hysteresisregelaars en een opzoektabel om de meest geschikte spanningsvector te bepalen. Latere implementaties werden quasi uitsluitend digitaal uitgevoerd, net zoals de producten die door ABB gecommmercialiseerd worden. Dit heeft reeds een belangrijke invloed op het gedrag van de schakelstrategie. Hoewel in de literatuur de opzoektabel zoals gedefinieerd door Takahashi en Noguchi genoegzaam bekend is, en door bepaalde auteurs zelfs de 'optimal switching table' genoemd wordt [17], wordt er maar zelden ingegaan op de optimaliteit van deze tabel en de redenen voor zijn toepassing. Daarom wordt hier de invulling van de tabel besproken. Het is duidelijk dat deze invulling gebaseerd is op (vooral voor een analoge implementatie) objectieve argumenten. Zoals verder in dit hoofdstuk besproken wordt, zullen deze argumenten echter hun validiteit deels verliezen wanneer men overgaat naar een digitale implementatie. Daarnaast hebben de intrinsieke nadelen van de strategieën met opzoektabel aanleiding gegeven tot vele voorstellen voor varianten.

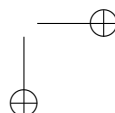
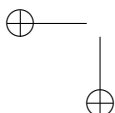
Zoals te zien is in figuur 5.1, zijn er vijf belangrijke onderdelen te herkennen in het DTC-schema:

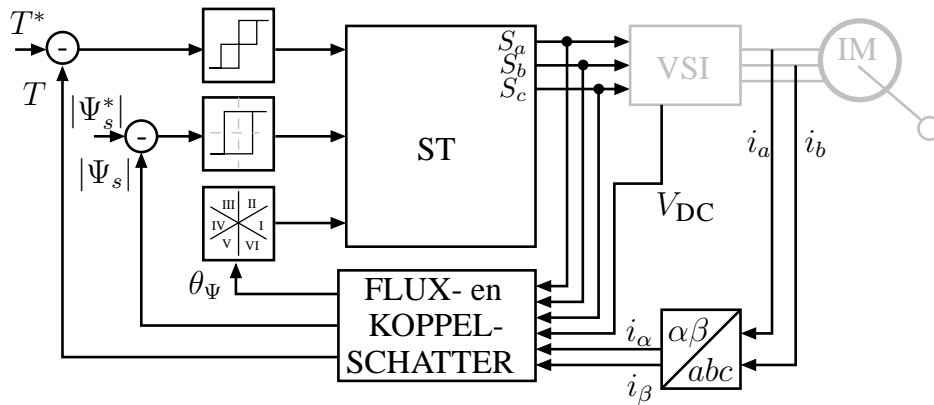
- **Flux- en koppelschatter**

Op basis van de metingen worden met dit onderdeel de gecontroleerde variabelen, namelijk de statorfluxmodulus en het koppel, geschat. De statorfluxschatting is een bijzonder belangrijk onderdeel van de directe koppelcontrole en wordt uitgebreid behandeld in hoofdstuk 6.

- **De kwantisatie van de koppelfout en de statorfluxfout**

De continue waarden voor koppelfout en statorfluxfout moeten omgevormd





Figuur 5.1: Principeschema van DTC met opzoektabel en directe controle voor IM.

worden naar gekwantiseerde waarden voor de opzoektabel. De manier waarop de uitvoering van deze kwantisatie de controlekwaliteit beïnvloedt, komt verder aan bod.

- **De indeling in sectoren voor de statorfluxvector**

De sectorindeling kan gezien worden als een kwantisatie van de statorfluxvectorhoek. Deze indeling zal ook de controlekwaliteit mee bepalen.

- **De opzoektabel**

De feitelijke controledoelstellingen moeten door de opzoektabel goed gerealiseerd worden. De kwantisatie van de inputs moet afgestemd worden op de werking van de tabel. Een aantal mogelijke invullingen worden verder behandeld.

- **De meting van de statorstromen en -spanningen**

In het bijzonder voor digitale implementaties zal de timing van de metingen in grote mate de controlekwaliteit beïnvloeden. Daarom wordt ook dit aspect verder toegelicht.

### 5.5.1 Analoge DTC

In §5.2.1 werd reeds het werkingsprincipe van DTC met opzoektabel (LT-DTC) kort uitgelegd. Uit de ontbinding van de spanningsvector in een radiale en tangentiële component en uit de uitdrukkingen voor het koppel (vergelijkingen (3.3), (3.6) en (3.7)) werd besloten dat de meest geschikte spanningsvector zo goed mogelijk:

- de statorfluxmodulus constant houdt met de radiale spanningscomponent



- de lasthoek  $\delta$  wijzigt met de tangente spanningscomponent om het koppel te controleren.

Hierbij wordt de resistieve spanningsval in (3.1) verwaarloosd. De selectie van deze meest geschikte vector gebeurt op basis van een opzoektabel met gekwantiseerde ingangen. De rationale voor de invulling van deze opzoektabel werd echter niet ten gronde besproken. Deze volgt uit de doelstellingen voor DTC zoals oorspronkelijk voorgesteld in [6] en besproken in §5.2.1:

- De fout op de statorfluxmodulus en het koppel binnen een zekere tolerantieband te houden.
- Een snel koppelantwoord te bekomen.
- Een lage schakelfrequentie te bekomen.

Om de snelste koppelwijziging te bekomen, wordt de afgeleide van de uitdrukking voor het koppel beschouwd. Indien de statorfluxmodulus constant verondersteld wordt, is de afgeleide voor vergelijkingen (3.3) en (3.7) te schrijven als:

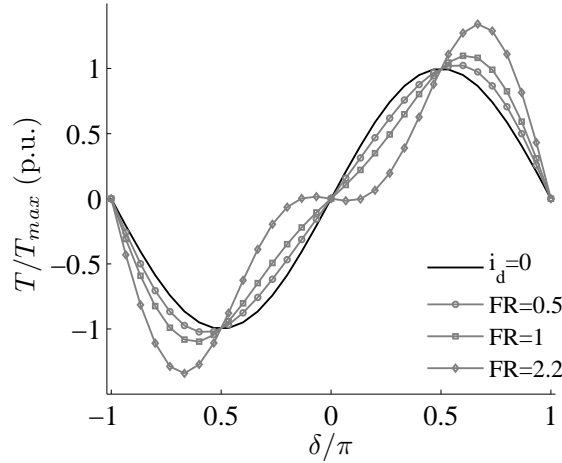
$$\frac{dT}{dt} = k \cos \delta \frac{d\delta}{dt} \quad (5.13)$$

waarbij  $k = \frac{3}{2} N_p \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} |\Psi_r| |\Psi_s|$  voor een IM en  $k = \frac{3}{2} N_p \frac{\Psi_f}{L_d} |\Psi_s|$  voor een SPMSM. Voor vergelijking (5.13) geldt dus dat de koppelverandering evenredig is met de verandering van de lasthoek indien  $-\frac{\pi}{2} < \delta < \frac{\pi}{2}$ . De snelste koppelverandering wordt dus bekomen met de spanningsvector die de grootste  $\frac{d\delta}{dt}$  veroorzaakt, of dus de grootste tangente component heeft. De statorfluxmodulus moet dan nagenoeg constant gehouden worden met de radiale spanningscomponent.

Voor een IPMSM levert de afgeleide van uitdrukking (3.6):

$$\frac{dT}{dt} = k(\cos \delta - a \cos 2\delta) \frac{d\delta}{dt} \quad (5.14)$$

met  $k = \frac{3}{2} N_p \frac{\Psi_f}{L_d} |\Psi_s|$  en  $a = \frac{L_q - L_d}{L_q} \frac{|\Psi_s|}{\Psi_f}$ . Als de factor  $(\cos \delta - a \cos 2\delta)$  positief is, zal ook voor een IPMSM de koppelverandering hetzelfde teken hebben als de verandering van de lasthoek. Praktisch zal dit bijna altijd het geval zijn. Enkel voor machines met een hoge saliency ratio ( $SR = \frac{L_d}{L_q}$ ) kan het voor kleine waarden van de lasthoek voorvallen dat  $a$  negatief is. Dit is ook te zien in figuur 5.2 waar het p.u. koppel (volgens uitdrukking (3.6)) getoond is voor een IPMSM (PMSM2, zie bijlage A). Indien er geen reluctantiëkoppel aanwezig zou zijn ( $i_d = 0$ ), verloopt het koppel in functie van  $\delta$  zoals bij een SPMSM. Wanneer er een reluctantiëkoppel is, ligt het maximale koppel hoger. Dit wordt bovendien bereikt voor  $\delta > \frac{\pi}{2}$ . Het



Figuur 5.2: Het koppel in functie van de lasthoek  $\delta$  bij een IPMSM.

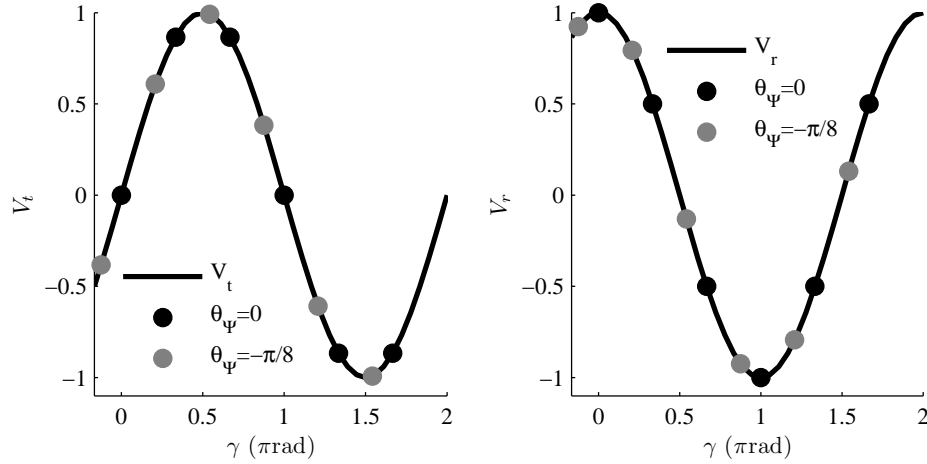
reluctantiekoppel wordt in feite bepaald door twee factoren. Enerzijds het inductantieverschil  $L_d - L_q$  of dus ook door SR. Anderzijds door de verhouding van de statorfluxmodulus t.o.v. de permanent-magneetflux  $\frac{|\Psi_s|}{\Psi_f}$ , die hier de fluxratio (FR) genoemd wordt. Voor een gegeven machine ligt de SR vast, maar FR kan ingesteld worden door de controle. Een hoge FR resulteert in een groot maximaal koppel en een grotere overeenstemmende waarde van de lasthoek ( $\delta_m$ ). Voor kleine waarden van  $\delta$  echter zal het koppel dalen met toenemende  $\delta$  indien  $FR > \frac{L_q}{L_q - L_d} = \frac{1}{1 - SR}$ . Een positieve tangentiële component van de spanning heeft dus een koppeldaling tot gevolg dan. In figuur 5.2 is echter duidelijk dat FR al erg groot moet zijn (in het geval van PMSM2 groter dan 2) vooraleer dit optreedt. Bovendien is de reden om FR hoog te kiezen, namelijk hoge koppelwaarden bereiken, in tegenspraak met werking bij een lage lasthoek. Praktisch zal het reluctantie-koppel dus nooit het gedrag van een IPMSM met DTC nadelig beïnvloeden. Wanneer het gewenst is om met hoge FR te werken, moet dan wel de wenswaarde voor statorfluxmodulus afhankelijk gemaakt worden van de wenswaarde van het koppel. Opnieuw levert dus de grootste tangentiële spanningscomponent de snelste koppelwijziging. De statorfluxmodulus moet dan ook voor een IPMSM nagenoeg constant gehouden worden met de radiale spanningscomponent.

De tangentiële component  $V_t$  en radiale component  $V_r$  zijn gegeven door:

$$V_t = V \sin \gamma \quad (5.15)$$

$$V_r = V \cos \gamma \quad (5.16)$$

met  $\gamma$  de hoek tussen de spanningsvector en de statorfluxvector. In figuur 5.3 zijn deze componenten als continue waarden getoond voor variabele  $\gamma$  in een referen-

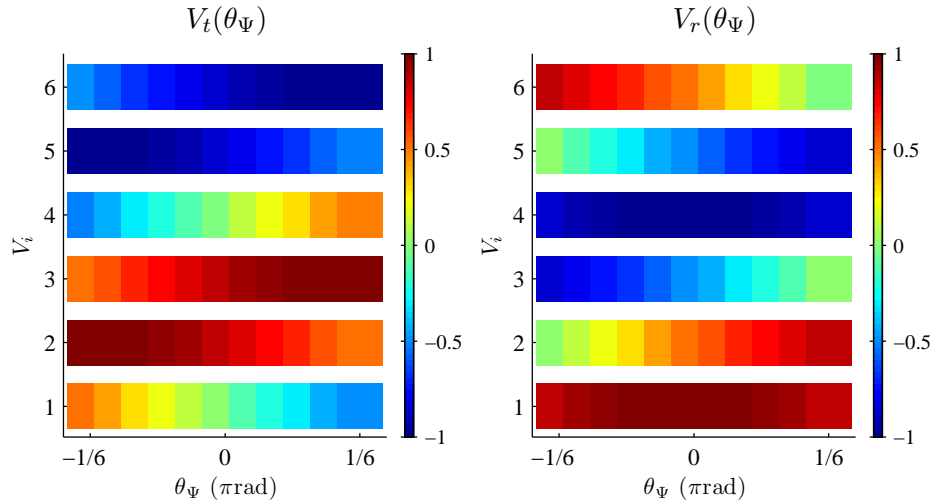


Figuur 5.3: Evolutie van de tangentiale (links) en radiale (rechts) fracties van de spanningsvectoren in functie van  $\gamma$ . De tangentiale en radiale fracties van de spanningsvectoren voor  $\theta_\Psi = 0$  rad en  $\theta_\Psi = -\pi/8$  rad zijn aangeduid.

tiestelsel volgens de statorfluxvector. Bij een 2L-VSI kunnen er echter slechts zes mogelijke actieve spanningsvectoren aangelegd worden. Voor een gegeven statorfluxpositie zijn dan zes mogelijke waarden voor  $\gamma$  mogelijk.

In figuur 5.3 zijn de tangentiale en radiale componenten van de zes actieve vectoren aangeduid voor statorfluxpositie  $\theta_\Psi = 0$  rad (zwarte punten). Wanneer de statorfluxvector roteert zullen deze zes punten verschuiven, bijvoorbeeld naar de grijze punten voor een statorfluxpositie  $\theta_\Psi = -\pi/8$  rad. De invloed van de statorfluxpositie is anschouwelijker voorgesteld in figuur 5.4, hierbij wordt het stationaire  $\alpha\beta$ -referentiestelsel gebruikt. Voor de zes actieve spanningsvectoren is de waarde van de tangentiale, respectievelijk radiale spanningscomponent met een kleurcode (zie balk naast de figuur) weergegeven voor een statorfluxvector in sector I ( $-\pi/6 < \theta_\Psi < \pi/6$ ). In de rechtse figuur is het meteen duidelijk dat er twee vectoren ( $\underline{V}_1$  en  $\underline{V}_4$ ) zijn die een grote radiale component hebben, maar waarvoor de tangentiale component van teken wisselt binnen de sector. Voor  $\underline{V}_2$  en  $\underline{V}_3$  is de tangentiale component steeds positief en groot (gelegen tussen 0.5 en 1) en voor  $\underline{V}_5$  en  $\underline{V}_6$  steeds negatief (gelegen tussen -0.5 en -1). De radiale componenten van deze vectoren variëren telkens tussen 0 en 1 of 0 en -1.

Binnen sector I is er dus telkens een spanningsvector die in staat is om zowel het koppel als de statorfluxmodulus zo te doen evolueren dat de ogenblikkelijke waarden binnen een zeker tolerantiegebied rond de wenswaarden blijven. Dit realiseert



Figuur 5.4: Evolutie van de tangentiale en radiale fracties van de spanningsvectoren voor variabele statorfluxhoek voor  $-\frac{\pi}{6} < \theta_\Psi < \frac{\pi}{6}$ .

dus twee van de drie doelstellingen die voor DTC vooropgesteld werden. Dit is samengevat in tabel 5.1. Daar wordt echter meteen duidelijk dat het schakelen van  $\underline{V}_2$  naar  $\underline{V}_3$  slechts het omschakelen van één transistorpaar vereist, terwijl het schakelen van  $\underline{V}_2$  naar  $\underline{V}_6$  of  $\underline{V}_5$  het omschakelen van respectievelijk twee en drie transistorparen vereist.

De derde belangrijke doelstelling is echter de schakelfrequentie of dus het aantal omgeschakelde transistorparen laag te houden. Dit kan door gebruik te maken van de nulvectoren. Vanuit elke actieve vector kan immers een nulvector  $\underline{V}_0$  [000] of  $\underline{V}_7$  [111] bereikt worden met de omschakeling van slechts één transistorpaar. Bij het aanleggen van een nulvector zal, bij verwaarlozing van de resistieve spanningsval  $R_s i_s$ , de statorfluxvector constant gehouden worden. Zowel de modulus als de fluxhoek blijven dan constant. Doordat de rotorflux blijft verder roteren, wijzigt de lasthoek  $\delta$  echter. Het toe- of afnemen van de lasthoek<sup>5</sup> hangt af van de rotatiezin van de machine. Het teken van  $\frac{d\delta}{dt}$  is tegengesteld aan het teken van de rotatiezin, zoals aangegeven in tabel 5.1.

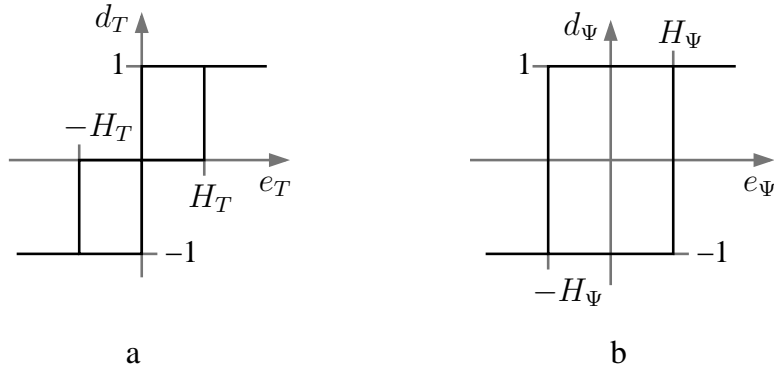
<sup>5</sup>Hier wordt de lasthoek bedoeld met inbegrip van het teken, toenemen kan dus ook ‘minder negatief’ betekenen wanneer de lasthoek (en dus het koppel) negatief is.

spanningsvector	schakeltoestand	$\omega$	$\frac{dT}{dt}$	$\frac{d \Psi_s }{dt}$
$\underline{V}_2$	[110]	-/+	++	+
$\underline{V}_3$	[010]	-/+	++	-
$\underline{V}_5$	[001]	-/+	--	-
$\underline{V}_6$	[101]	-/+	--	+
$\underline{V}_0$	[000]	+	-	0
		-	+	0
$\underline{V}_7$	[111]	+	-	0
		-	+	0

Tabel 5.1: Evolutie van koppel en statorfluxmodulus ten gevolge van de actieve spanningsvectoren  $\underline{V}_2, \underline{V}_3, \underline{V}_5, \underline{V}_6$  en de nulvectoren  $\underline{V}_0, \underline{V}_7$  in sector I

Bijgevolg zal het koppel bij het schakelen van een nulvector langzaam<sup>6</sup> toenemen (negatieve draaizin) of afnemen (positieve draaizin). Dit betekent dat ook wanneer slechts één transistorpaar per update wordt omgeschakeld, de evolutie van het koppel en de fluxmodulus gecontroleerd kunnen worden. Bij positieve draaizin worden de vectoren  $\underline{V}_2$  en  $\underline{V}_3$  gebruikt om het koppel snel te laten toenemen, waarbij  $\underline{V}_2$  gebruikt wordt wanneer de statorfluxmodulus moet toenemen (als de statorfluxmodulus de bovenste hysteresisgrens van figuur 5.5b bereikt heeft) en  $\underline{V}_3$  wanneer de statorfluxmodulus moet afnemen (als de statorfluxmodulus de onderste hysteresisgrens bereikt heeft). Wanneer  $T = T^*$  en de wenswaarde van het koppel bereikt is, wordt de nulvector gekozen die het minst aantal omschakelingen vergt. Het koppel daalt dan langzaam tot  $T = T^* - H_T$  of dus  $e_T > H_T$  en de bovenste grens van de bovenste hysteresislus uit figuur 5.5a bereikt wordt. Voor een negatieve draaizin wordt de onderste hysteresislus gebruikt voor het koppel. De vectoren  $\underline{V}_5$  en  $\underline{V}_6$  doen dan het koppel sterk dalen tot de wenswaarde, de nulvectoren laten het koppel langzaam toenemen tot  $T = T^* + H_T$ . Binnen één sector wordt dus telkens een aangrenzende spanningsvector geselecteerd, waardoor de PPCR voldaan is en dus (zoals in §2.6 besproken) een goede spanningskwaliteit bekomen wordt. Bij een sectorovergang is het mogelijk dat er meer dan éénmaal geschakeld wordt. Het is dan immers mogelijk dat er omgeschakeld wordt van  $\underline{V}_0$  naar  $\underline{V}_7$  of omgekeerd. Dit beïnvloedt de spanningskwaliteit niet, maar verhoogt wel de schakelfrequentie. Hoewel dit op het eerste zicht erg nadelig lijkt, moet opgemerkt worden dat op deze manier ook de belasting van de schakelaars gelijkmatiger is. Bij een sectorovergang van sector I naar II kan het ook voorkomen dat er geschakeld wordt van  $\underline{V}_2$  naar  $\underline{V}_4$ . Hoewel dit nadelig is voor de gemiddelde schakelfrequentie en de

<sup>6</sup>In vergelijking met het schakelen van een actieve vector die een koppelvariatie in dezelfde zin realiseert. De koppelvariatie kan nog steeds snel zijn, in het bijzonder bij hoge rotorsnelheden.



Figuur 5.5: Comparatoren voor de fouten van koppel (a) en statorfluxmodulus (b).

spanningskwaliteit is deze omschakeling maar zelden nodig. Andere omschakelingen die niet voldoen aan de PPCR kunnen optreden wanneer een wijziging van de wenswaarde voor het koppel optreedt.

Samenvattend wordt dus tabel 5.2 van Takahashi bekomen als opzoektabel voor de controle. De ingangen zijn de sector waarin de statorfluxmodulus zich bevindt en de gekwantiseerde koppel- en fluxmodulusfouten

$$d_T = \begin{cases} +1 & \text{als } T^* - T > H_T \\ 0 & \text{als } T^* - T = 0 \\ -1 & \text{als } T^* - T < -H_T \end{cases} \quad (5.17)$$

$$d_\Psi = \begin{cases} +1 & \text{als } |\Psi_s^*| - |\Psi_s| > H_\Psi \\ -1 & \text{als } |\Psi_s^*| - |\Psi_s| < -H_\Psi \end{cases} \quad (5.18)$$

uit de hysteresiscomparatoren van figuur 5.5. Voor de positieve draairichting zal in normale werking (waarbij het koppel binnen één hysteresislus blijft, dus geen transiënt) enkel de bovenste helft van de tabel gebruikt worden, bij een negatieve draairichting enkel de onderste.

Belangrijk bij deze analoge basisversie is dat:

- de koppelcontrole prioriteit heeft, er is nooit ambiguïteit voor de koppelwijziging en de flux kan enkel geregeld worden als het koppel gewijzigd wordt,
- slechts de helft van de tabel wordt gebruikt voor een gegeven draairichting,
- minimaal aantal omschakelingen, dus lage schakelfrequentie en bovendien een goede spanningskwaliteit.

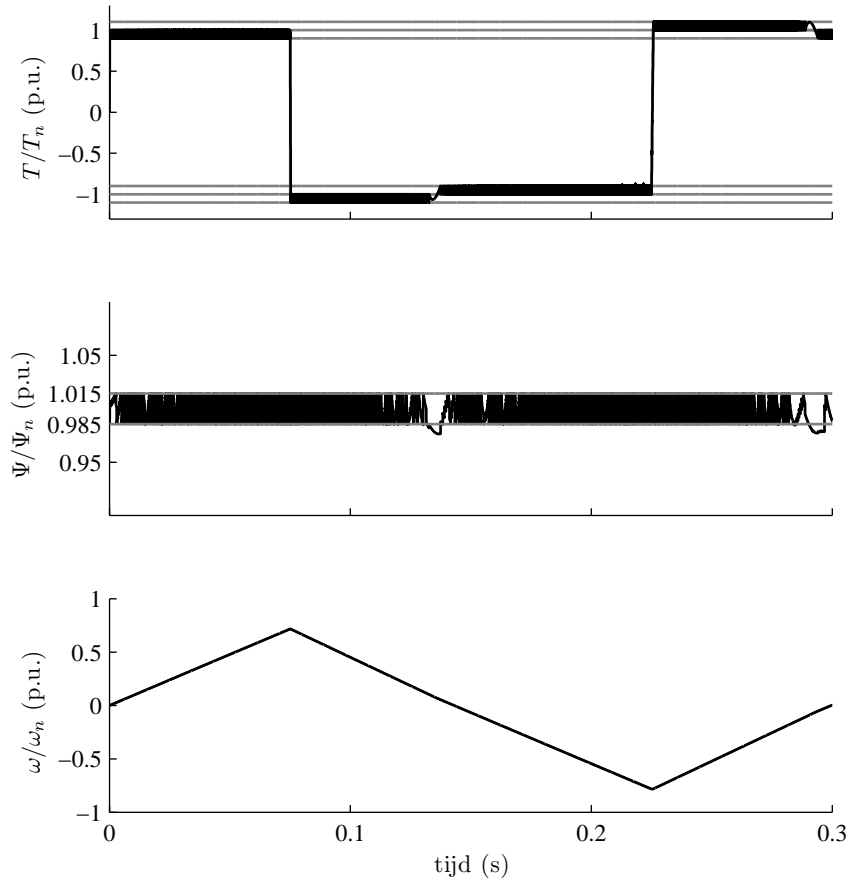
$d_T$	$d_\Psi$	I	II	III	IV	V	VI
1	1	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$
	-1	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$
0	1	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$
	-1	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$
-1	1	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$
	-1	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$

Tabel 5.2: Opzoektabel volgens Takahashi [6]

De werking van de LT-DTC met een PMSM (PMSM1, zie bijlage C.8.2) is in figuur 5.6 getoond. Er wordt een ‘torque reversing’ test gesimuleerd waarbij een blokvormige koppelwenswaarde tussen het nominale koppel  $T_n$  en  $-T_n$  wordt aangelegd. Ook het verloop van de rotorsnelheid is weergegeven. De machine versnelt tot 85% van de nominale snelheid om vervolgens te vertragen en in de omgekeerde rotatiezin te versnellen tot 85% van de nominale snelheid. De machine werkt hierbij in de vier kwadranten (in volgorde: kwadranten I, IV, III, II). In figuur 5.6 is duidelijk dat de werking als motor of generator weinig invloed heeft op de controle van het koppel en de statorfluxmodulus. Wel valt het meteen op dat de gebruikte tolerantieband voor het koppel en dus de gemiddelde koppelflawijking bepaald wordt door de draaizin.

### 5.5.2 Fundamentele eigenschappen

Op basis van de voorgaande bespreking is het duidelijk dat analoge LT-DTC eigenlijk een voorspellende controle is: telkens wanneer een overschrijding van een hysteresisgrens optreedt, wordt op basis van het verwachte gedrag van de machine een spanningsvector aangelegd. De optimaliteit van deze oplossing zit vervat in de opzoektabel: kleine afwijking van de wenswaarden en een minimaal aantal omschakelingen. In feite is er dus een offline optimalisatie uitgevoerd op basis van de analyse van de tangentielle en radiale spanningscomponenten. Dit is echter gesteund op een onvolledig model van de machine. Een aantal gevolgen hiervan worden hier besproken. Het zijn uit de literatuur goed gekende nadelen van DTC. In het kader van voorspellende regelaars kunnen deze effecten ook geïnterpreteerd worden als het gevolg van modelonnauwkeurigheid bij het voorspellen en de formulering van de optimaliteit.



Figuur 5.6: Evolutie van koppel (boven), statorfluxmodulus (midden) en snelheid (onder) bij een torque reversing test (de wenswaarde van het p.u. koppel gaat van +1 naar -1 op  $t=0.075$  s en terug naar +1 op  $t=0.225$  s). Het koppel blijft steeds begrensd tot één van de hysteresisbanden, afhankelijk van de rotatiezin. De grijze lijnen geven de hysteresisbanden voor koppel ( $T^* - H_T$ ,  $T^*$ ,  $T^* + H_T$ ) en flux ( $|\Psi|^* - H_\Psi$ ,  $|\Psi|^* + H_\Psi$ ) weer.  $H_T = 0.1$  p.u. en  $H_\Psi = 0.015$  p.u.

#### A. Gedrag bij lage snelheid

Zoals ook in [16] beschreven staat kan bij een lage voedingsfrequentie de controle van de fluxamplitude verloren gaan. Dit wordt veroorzaakt door de statorweer-



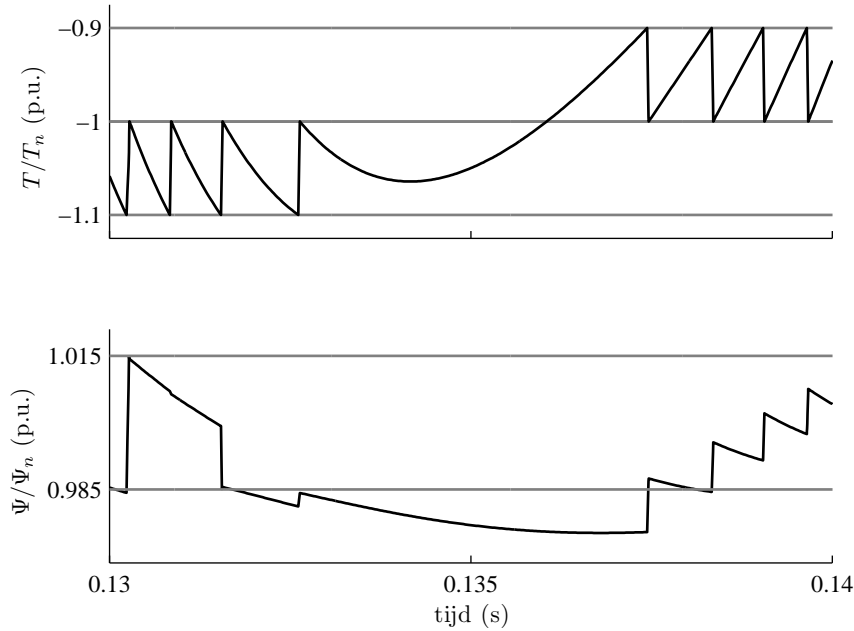
standsspanningsval die verwaarloosd werd in de afleiding van de opzoektabel. De resistieve spanningsval  $R_s \dot{i}_s$  zal echter de fluxvariatie beïnvloeden. Dit is vooral belangrijk wanneer een nulvector geschakeld wordt. De fluxvariatie wordt dan immers gegeven door

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = -R_s \dot{i}_s \quad (5.19)$$

waardoor de statorfluxmodulus dus niet constant blijft, maar afneemt. Bij lage snelheden zal na het schakelen van een actieve vector gedurende een lange tijd een nulvector aangehouden worden. De rotorflux roteert dan immers langzaam en  $\delta$  zal dan ook maar langzaam wijzigen. Wanneer de nulvector lang aangehouden blijft, kan de statorfluxmodulus zakken onder de grenswaarde van de hysteresisband. Doordat de koppelcontrole prioriteit heeft en de statorfluxmodulus slechts gecontroleerd kan worden met een actieve vector, zal de statorfluxcontrole dus ogenblikkelijk verloren gaan. Dit is geïllustreerd in figuur 5.7. Bij het omkeren van de rotatiezin wordt gedurende een zeer lange tijd een nulvector geschakeld. Hierdoor wordt de statorfluxmodulus niet langer gecontroleerd. De koppelcontrole blijft wel steeds gewaarborgd. In extremis (langdurig lage snelheid of stilstand) zal voor een IM de fluxcontrole volledig verloren gaan en zal de motor demagnetiseren waardoor ook de koppelcontrole verloren gaat. Op deze manier kan de aandrijving instabiel worden. Ook bij het opstarten vanuit een gedemagnetiseerde toestand (dus voor een IM een normale start) moeten voorzorgen getroffen worden zodat er voldoende snel fluxopbouw is. Er wordt wel eens gesteld dat bij DTC voor PMSM's lage-snelheidswerking geen probleem is doordat de motor niet kan demagnetiseren<sup>7</sup> omdat er steeds een veld aanwezig is ten gevolge van de permanente magneten. Dit is niet volledig correct. De demagnetisatie zal inderdaad wel vermeden worden, maar de fluxcontrole zal nog steeds verloren gaan bij het langdurig aanhouden van een nulvector (hierbij kan de flux zowel te klein als te groot worden). Intrinsiek is er dus ook een probleem bij lage snelheden, maar dit zal minder snel tot instabiliteit van de aandrijving leiden. Bij starten uit stilstand is er ook geen probleem.

In de literatuur wordt dit probleem voor LT-DTC meestal opgelost door bij lage snelheden over te gaan naar een tweetraps-kwantisatie voor de koppelfout waarbij enkel de actieve vectoren uit de opzoektabel gebruikt worden. De statorfluxcontrole blijft dan behouden, maar dit gaat ten koste van een hoge schakelfrequentie en een slechte spanningskwaliteit. Een alternatief is het toevoegen van een “dithering signal” voor het koppel en de fluxmodulus zoals in [90]. Door een hoogfrequente driehoeksgolf (met een kleine amplitude) op te tellen bij de geschatte waarden van

<sup>7</sup>Toch niet door een nulvector, wanneer de stroom te groot wordt in de stator kunnen de permanente magneten definitief gedemagnetiseerd worden.



Figuur 5.7: Verlies van fluxcontrole bij lage snelheid (5% van de nominale snelheid)

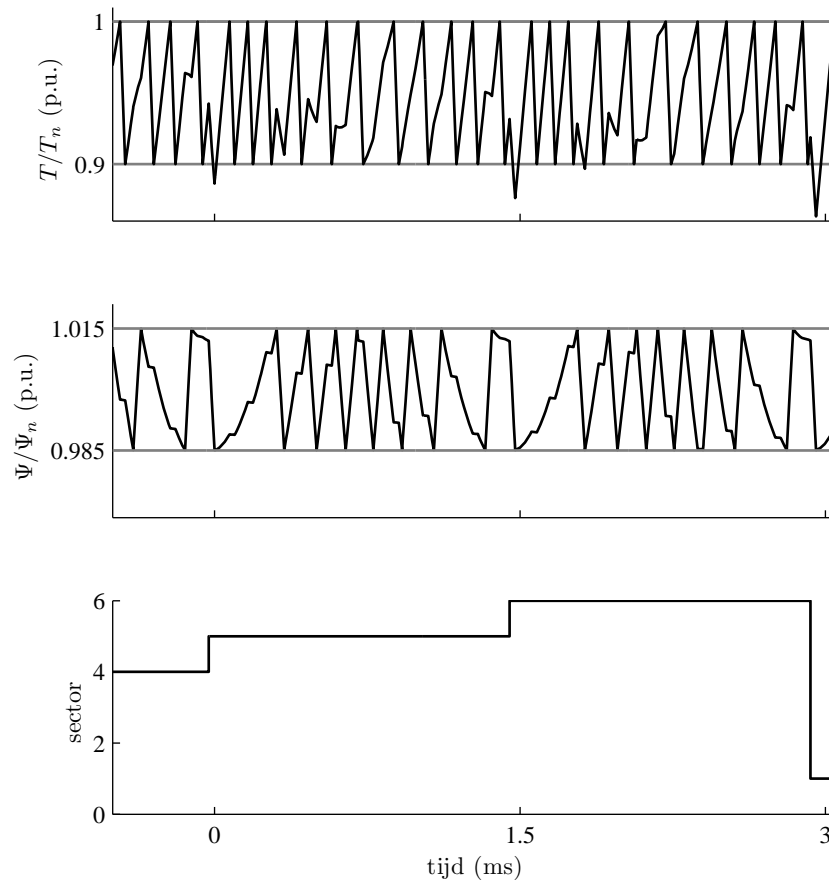
koppel (en flux) worden de hysteresisgrenzen regelmatig bereikt en zal dus regelmatig geschakeld worden. Hierdoor verhoogt de schakelfrequentie, maar verbetert het lage-snelheidsgedrag.

Vanuit het kader van voorspellende regelaars is de oorzaak van het verlies van de fluxcontrole tweeledig:

- een modelleringsfout zorgt voor een ander gedrag dan voorspeld,
- de prioriteit ligt bij de optimalisatie te eenzijdig op het koppel.

### B. Gedrag bij hoge snelheid

Ook bij hoge snelheid kan LT-DTC problemen hebben. In de zones rond de sectorovergangen is het verschil in tangentiële component tussen de actieve vectoren maximaal. In figuur 5.4 is dit duidelijk te zien:  $V_{3,t} = 1$  en  $V_{2,t} = 0.5$ . Hierdoor kan het bij een sectorovergang gebeuren dat de tangentiële spanningscomponent klein is en dus ook  $\frac{d\theta_\Psi}{dt}$ . Bijgevolg kan het voorvallen dat de spanningsvector er



Figuur 5.8: Tijdelijk verlies van koppelcontrole bij hoge snelheid (90% van nominale)

niet in slaagt de statorfluxvector voldoende te versnellen ten opzichte van de rotorfluxvector. De lasthoek  $\delta$  zal dan, tegengesteld aan de verwachtingen, dalen en dus zal ook het koppel afnemen.

In figuur 5.8 is duidelijk te zien hoe het koppel tijdelijk onder de hysteresisgrens komt bij de sectorovergangen. Dit is opnieuw veroorzaakt door een onvolledig model: zowel de invloed van de regimepulsatie (of dus de snelheid) als de variatie van de tangentielle spanningscomponent binnen één sector werden niet beschouwd.

### C. Gedrag bij hoge belasting

Een laatste onvolledigheid in het gebruikte model is gegeven door de invloed van de lasthoek in vergelijkingen (5.13)-(5.14) buiten beschouwing te laten. Wanneer de machine zwaar belast is en de lasthoek dus reeds groot is, treden er twee effecten op. Enerzijds zal een verdere toename van de lasthoek in steeds mindere mate het koppel laten toenemen (eenzelfde  $\dot{\delta}$  levert een kleinere  $\dot{T}$ ), hierdoor zal dus langdurig een actieve vector moeten geselecteerd worden. Anderzijds zal het koppel dalen wanneer de lasthoek groter wordt dan  $\delta_m$ . Voor IM's en SPMSM's is  $\delta_m = \frac{\pi}{2}$ , voor IPMSM's is  $\delta_m > \frac{\pi}{2}$  afhankelijk van SR en FR. Dit wordt echter niet in rekening gebracht. Daarom moet bijkomend een begrenzing op de lasthoek voorzien worden, zoals in [89, 91].

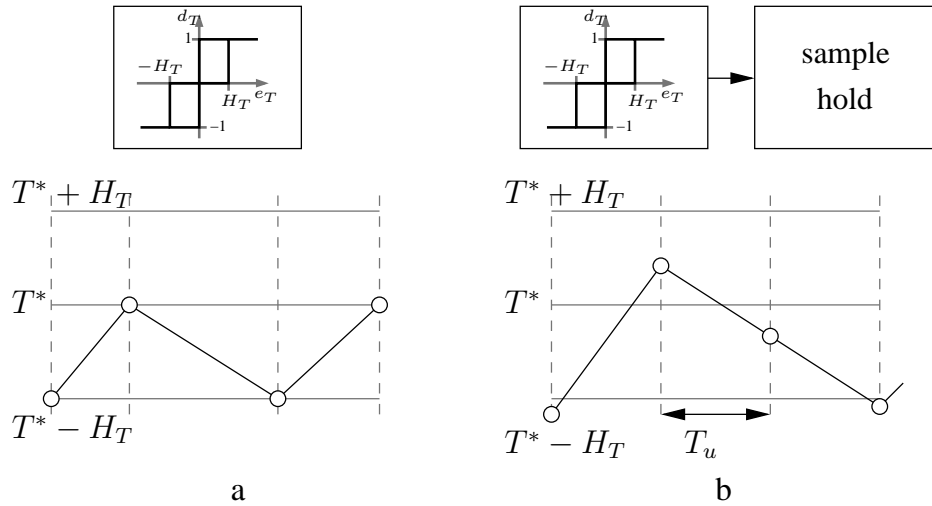
### 5.5.3 Digitale DTC

De basisprincipes en enkele fundamentele eigenschappen van DTC werden besproken voor een analoge implementatie. Tegenwoordig wordt echter bij zowat alle onderzoek naar motorsturingen gebruik gemaakt van digitale implementaties, meestal DSP's of FPGA's. Ook de commerciële versies van DTC (ABB) zijn digitaal geïmplementeerd. Daar wordt de combinatie van een ASIC en een DSP gebruikt. Het digitaal implementeren van de regeling heeft enkele belangrijke gevolgen.

#### A. Bemonsterde hysteresis

Bij een analoge implementatie van DTC zoals hiervoor besproken is het zo dat het bereiken van de hysteresisgrenzen direct een actie tot gevolg heeft. Daardoor blijven koppel en flux (mogelijks op een kleine afwijking door tijdsvertraging in het schakelen na) binnen de hysteresisgrenzen, tenminste zolang de reeds genoemde problemen bij lage en hoge snelheid niet optreden. Dit betekent dat zowel de maximale als de gemiddelde afwijking van de waarden t.o.v. de wenswaarden gekend is en bepaald wordt door de breedte van de tolerantieband, dus  $H_T$  voor het koppel en  $2H_\Psi$  voor de flux. Ook het bereik van de schakelfrequentie is bij een analoge implementatie bij een gegeven werkpunt bepaald door de breedte van de hysteresisgebieden. In [92] wordt de schakelfrequentie analytisch berekend, waar wel een aantal aannames worden gedaan (flux- en koppelcomparatoren wijzigen nooit samen, flux en koppel treden nooit buiten de tolerantiebanden). De breedte van de tolerantieband legt dus zowel de schakelfrequentie als de maximale afwijkingen vast. Het is duidelijk dat daarbij een grotere band leidt tot een lagere schakelfrequentie maar grotere koppel- en fluxrimpel.

Aangezien de spanningen en stromen bij een digitale implementatie maar op discrete tijdstippen bemonsterd worden, kunnen het koppel en de fluxmodulus ech-



Figuur 5.9: Overschrijden van de hysteresisgrenzen bij digitale DTC

ter de hysteresisgrenzen overschrijden tijdens een bemonsteringsperiode. Dit is geïllustreerd in figuur 5.9. Het schakelen gebeurt nu niet langer wanneer een grens bereikt wordt, maar op het eerste update-ogenblik na het overschrijden van de grens. In de literatuur werd dit ook al door verschillende auteurs [7, 25, 93] opgemerkt. Doordat de grenzen van de tolerantieband overschreden worden, neemt de koppelrimpel en fluxrimpel toe. Bovendien is de maximale fout niet langer éénduidig bepaald door de hysteresisgrens. Omdat de bijkomende rimpel ten gevolge van de overschrijding van de hysteresisgrens beperkt zou blijven t.o.v. de rimpel door de hysteresisgrens, en dus het analoge gedrag benaderd wordt, moet de breedte van de tolerantieband veel groter zijn dan de maximale wijziging van de variabele:

$$H_T \gg (\Delta T)_{max} \sim V_{DC} T_u \quad (5.20)$$

$$2H_\Psi \gg (\Delta|\Psi_s|)_{max} \sim V_{DC} T_u \quad (5.21)$$

Om het effect van de bemonsterde hysteresis te beperken, kunnen de tolerantiebanden erg breed gekozen worden, met veel flux- en koppelrimpel tot gevolg. Een bredere band voor de fluxhysteresis verlaagt wel het aantal momenten waarop er moet geschakeld worden om de fluxamplitude te corrigeren, maar betekent een grotere variatie in deze fluxamplitude en dus bijgevolg ook in de statorstroomvector. Deze variatie kan ook gezien worden in het tijdsverloop van de fasestromen. Door de gemiddelde schakelfrequentie te verlagen zal dus ook de kwaliteit van de statorstroom sterk afnemen. Deze stroomvariëaties geven op hun beurt aanleiding

tot bijkomende verliezen in de last (de motor dus).

Alternatief kan ook de bemonsteringsperiode  $T_u$  erg klein gemaakt worden om het effect van de bemonsterde hysteresis te beperken, wat hogere eisen stelt aan de gebruikte ADC's en slechts weinig tijd toelaat om de nodige berekeningen uit te voeren.

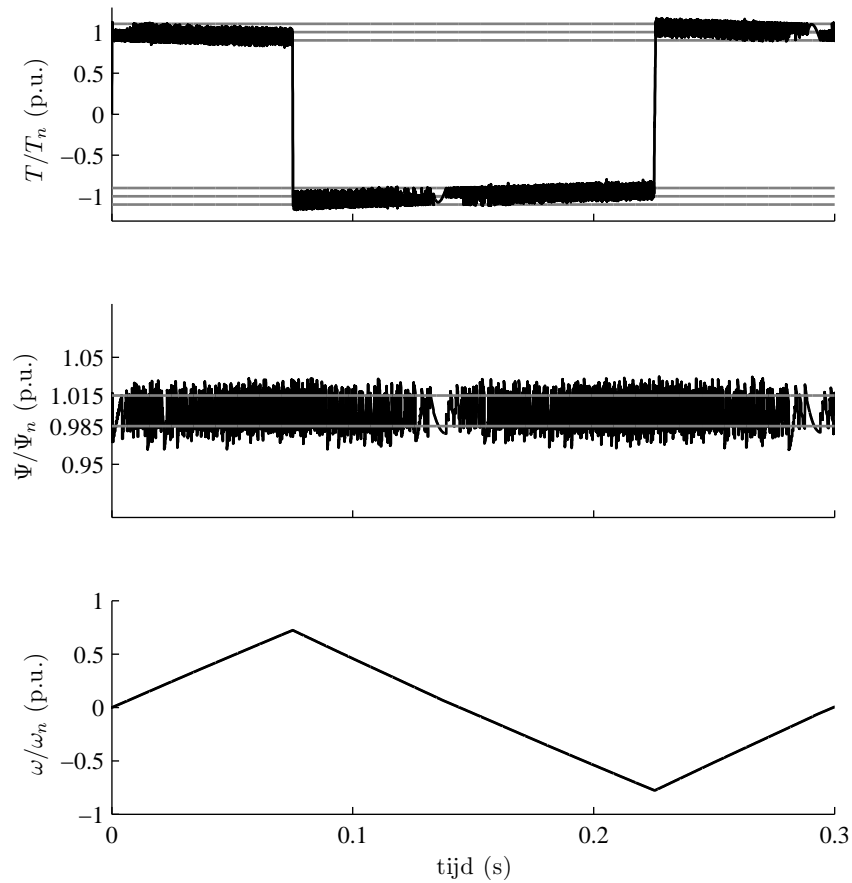
Indien niet aan de voorwaarden van (5.20)-(5.21) voldaan wordt, is de bijkomende rimpel belangrijk. In de praktijk komt het vaak voor dat niet aan deze voorwaarden voldaan is, zeker voor machines met lage inductanties (zoals PMSM's). De update-frequentie kan voor redenen van implementeerbaarheid immers niet te hoog genomen worden en bij te hoge tolerantiebanden is de kwaliteit van de koppelcontrole te slecht om bruikbaar te zijn. Wanneer de tolerantieband smal is ten opzichte van de maximale veranderingen, zullen koppel- en fluxrimpel hoofdzakelijk bepaald worden door de update-frequentie en niet langer door de breedte van de tolerantieband. Ook de schakelfrequentie wordt dan niet langer hoofdzakelijk bepaald door de breedte van de tolerantieband. Ze blijft wel begrensd door de update-frequentie. Wanneer de hysteresisband te smal is voor een gegeven update-frequentie kan het zo gebeuren dat de hysteresis in de kwantisatie niet meer gebruikt wordt. In extremis wordt de gemiddelde schakelfrequentie dan  $f_u$ . Een belangrijk effect van een (relatief t.o.v. de update-frequentie) smalle koppeltolerantieband is te zien in figuur 5.10. De hysteresisgrens  $H_T$  is 10% van het nominale koppel en  $H_\Psi$  is 1.5 % van de nominale waarde. Zowel flux als koppel treden duidelijk buiten hun tolerantiegebied. Daarnaast is duidelijk te merken dat het gemiddelde koppel afhangt van de snelheid. Voor een positieve draaizin is bij hogere snelheden  $\frac{d\delta}{dt}$  immers kleiner, zowel voor de versnellende actieve vectoren als voor de vertragende nulvectoren.

### B. Spanningskwaliteit bij digitale DTC

Hoewel de toegenomen flux- en koppelrimpel intrinsieke nadelen zijn van de digitale comparatoren, zijn ze verre van de meest dramatische effecten van een digitale implementatie. Wanneer echter niet aan de voorwaarde van vergelijking (5.20) voldaan wordt en voor de hysteresisband van het koppel geldt dat

$$H_T \approx (\Delta T)_{max} \quad (5.22)$$

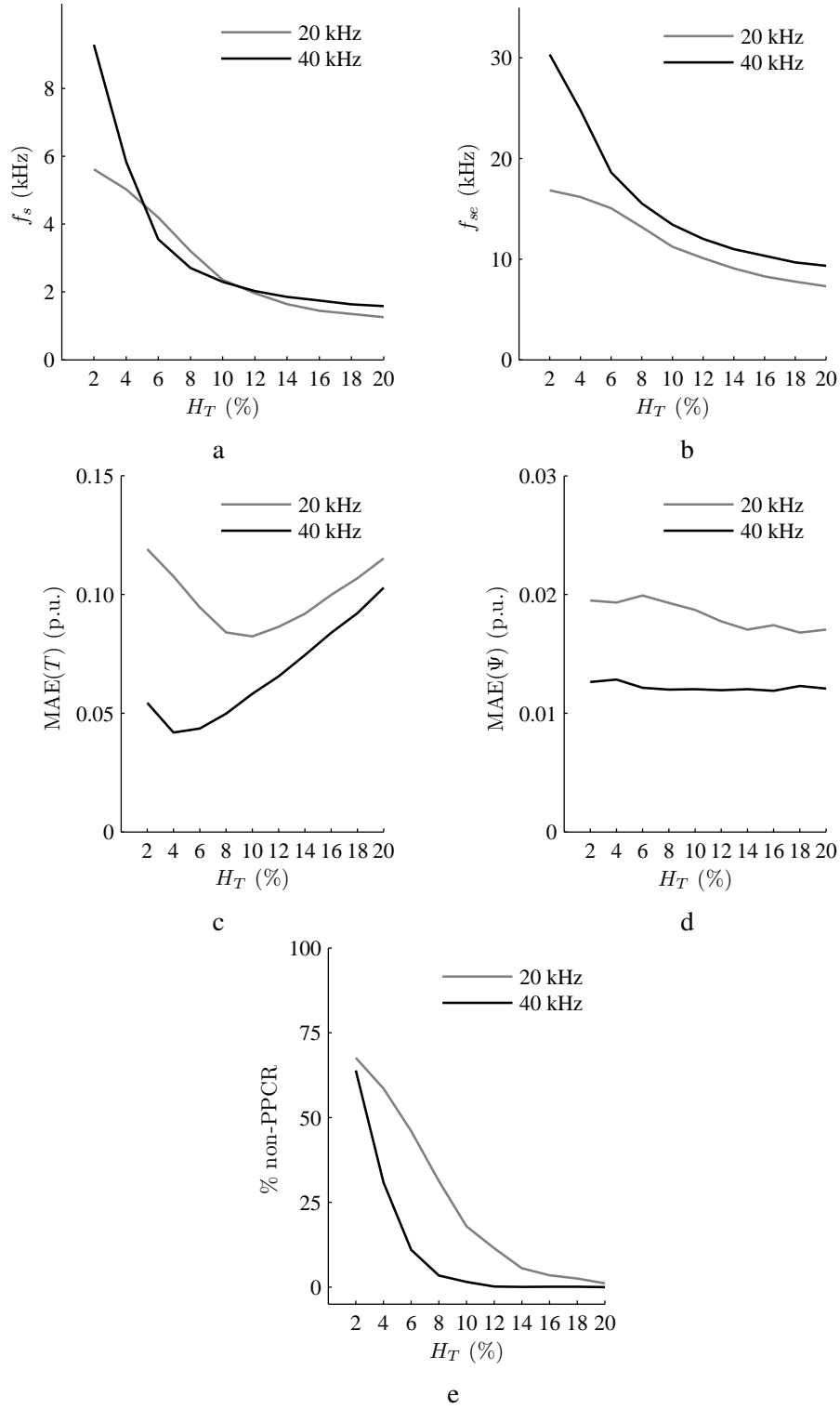
kan voor motorwerking in de positieve draaizin het koppel zelfs groter worden dan  $T^* + H_T$ . In die situatie zal voor de kwantisatie van de koppelfout de onderste hysteresislus gebruikt worden, ook bij positieve draaizin. Bijgevolg zal de controle de actieve vectoren uit de onderste rij ( $d_T = -1$ ) van de opzoektabel aanleggen om het koppel te reduceren, in plaats van de nulvectoren. De drietrapskwantisatie van de koppelfout reduceert dus tot een hysteresisregeling van het koppel met enkel nog de actieve vectoren. Daarbij wordt voortdurend afgewisseld tussen een spanningsvector uit de bovenste rij ( $d_T = 1$ ) en de onderste rij ( $d_T = -1$ ). Dit



Figuur 5.10: Torque reversing test bij digitale implementatie. De grijze lijnen geven de hysteresisbanden voor koppel ( $T^* - H_T$ ,  $T^*$ ,  $T^* + H_T$ ) en flux ( $|\Psi|^* - H_\Psi$ ,  $|\Psi|^* + H_\Psi$ ) weer.  $H_T = 0.1$  p.u. en  $H_\Psi = 0.015$  p.u.

verhoogt de schakelfrequentie gevoelig omdat meer dan één transistorpaar omgeschakeld moet worden<sup>8</sup>. Wanneer de maximale stijging of daling van het koppel in de grootte-orde van de  $2H_T$  ligt, zal bovendien het hysteresiskarakter verloren gaan. Er wordt dan voortdurend afgewisseld tussen de versnellende en vertragende actieve vectoren, wat de schakelfrequentie nog eens sterk verhoogt.

<sup>8</sup>Een afwisseling tussen spanningsvectoren waarbij alle drie de transistorparen schakelen is mogelijk!



Figuur 5.11: Analyse van de controlekwaliteit van een digitale implementatie van LT-DTC voor  $f_u = 20$  kHz en  $f_u = 40$  kHz, voor  $2\% \leq H_T \leq 20\%$



In figuur 5.11 is een analyse weergegeven van de controlekwaliteit van een digitale implementatie van LT-DTC voor  $f_u = 20$  kHz en  $f_u = 40$  kHz, voor  $2\% \leq H_T \leq 20\%$ . In figuur 5.11a is de gemiddelde schakelfrequentie per fase ( $f_s$ ) weergegeven in functie van  $H_T$ . Er is duidelijk te zien hoe inderdaad de schakelfrequentie sterk toeneemt als  $H_T$  te klein wordt. Bovendien is deze gemiddelde schakelfrequentie (equivalent aan de draaggolffrequentie voor PWM/SVM) erg laag voor brede tolerantiebanden en vrij laag voor smalle tolerantiebanden in vergelijking met typische waarden voor SVM/PWM. Verder is duidelijk dat de gemiddelde schakelfrequentie  $f_s$  nagenoeg gelijk is bij  $f_u = 20$  kHz en bij  $f_u = 40$  kHz in een groot bereik van  $H_T$ . Dit lijkt op het eerste zicht onverwacht. Er wordt immers vaak aangenomen dat een hoge update-frequentie ook een hoge schakelfrequentie impliceert (een misvatting die berust op de directe relatie tussen  $f_c$  en  $f_s$  bij PWM/SVM). Om het schakelen beter te analyseren is in figuur 5.11b de frequentie van het veranderen van de schakeltoestand  $f_{se}$  weergegeven. Daarbij is  $f_{se}$  gedefinieerd als het aantal update-ogenblikken waar de spanningsvector verandert per tijdseenheid. Het aantal toestandsveranderingen is kleiner bij  $f_u = 20$  kHz dan bij  $f_u = 40$  kHz. Bij erg lage waarden voor  $H_T$  zijn  $f_s$  en  $f_{se}$  direct door de update-frequentie bepaald. De hysteresisregeling gaat dan immers verloren. Voor voldoende hoge  $H_T$  wordt  $f_{se}$  in hoofdzaak bepaald door  $H_T$ : er zal immers niet geschakeld worden zolang het koppel binnen de hysteresisband blijft en de sector niet wijzigt. Bijgevolg zal de schakeltoestand niet noodzakelijk elk update-ogenblik wijzigen. Dat bij een hogere  $f_u$  een licht hogere  $f_{se}$  bekomen wordt, is te wijten aan de snellere detectie van het overschrijden van de tolerantiegrens. Aangezien enerzijds  $f_s$  nagenoeg gelijk is voor de twee beschouwde update-frequenties en anderzijds  $f_{se}$  systematisch hoger ligt bij de hogere  $f_u$ , worden dus gemiddeld meer schakelaars veranderd per schakelogenblik voor een lagere update-frequentie. Dit toont al aan dat de controle- en spanningskwaliteit bij een lagere  $f_u$  minder goed zal zijn.

In figuur 5.11c is te zien hoe voor  $f_u = 40$  kHz een evolutie van de MAE van het koppel in functie van  $H_T$  bekomen wordt dat gelijkaardig is als dit voor een analoge implementatie (lineair stijgend) indien  $H_T$  voldoende groot is. Voor zeer kleine  $H_T$  stijgt de koppelfout opnieuw sterk doordat de nulvectoren worden overgeslaan. Dit is veel uitgesprokener bij lage update-frequenties. Het effect van  $H_T$  op de MAE van de statorfluxmodulus (figuur 5.11d) is, zoals verwacht, verwaarloosbaar. De update-frequentie heeft een kleine, verwachte invloed.

Het meest dramatische effect van het overslaan van de nulvectoren wanneer  $H_T$  te klein is, wordt echter duidelijk in de spanningskwaliteit van de invertor. De actieve vectoren uit de bovenste en onderste rij van de opzoektabel zijn immers niet aangrenzend. Bijgevolg is de PPCR niet voldaan. De toename van het aantal schendingen van de PPCR is in figuur 5.11e duidelijk te merken bij  $H_T < 8\%$

voor  $f_u = 40$  kHz en  $H_T < 14\%$  voor  $f_u = 20$  kHz. De spanningskwaliteit is voor lage update-frequenties en lage  $H_T$  ronduit slecht.

Uit het bovenstaande kunnen enkele belangrijke conclusies getrokken worden. Ten eerste zal een hogere update-frequentie geen aanleiding geven tot een hogere schakelfrequentie en dus schakelverliezen. Ten tweede komt het gedrag van de digitale implementatie maar overeen met dat van de analoge bij voldoende grote hysteresisbanden. Bij te lage tolerantiegrenzen zal niet alleen de schakelfrequentie stijgen en de spanningskwaliteit achteruit gaan, maar ook de koppelcontrolekwaliteit zal achteruit gaan. Uiteraard zal de digitale implementatie de analoge beter benaderen voor hogere bemonsteringsfrequenties.

### 5.5.4 Bemonstering en tijdsvertraging bij LT-DTC

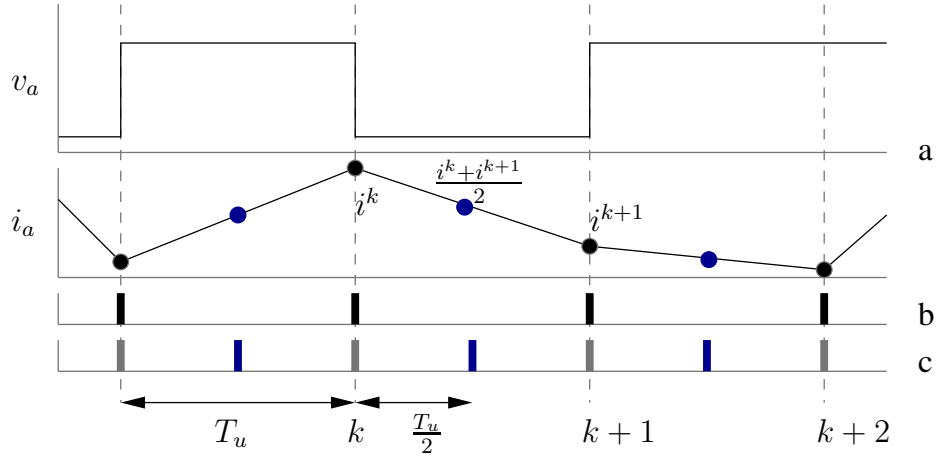
#### A. Bemonstering

Om de directe koppelcontrole uit te voeren moeten de statorfluxmodulus en het koppel gekend zijn. Aangezien deze grootheden niet zomaar kunnen gemeten worden, worden ze berekend uit metingen van de statorstromen en statorspanningen eventueel aangevuld met een rotorhoek- of snelheidsmeting. De statorfluxschatting en de eruit volgende koppelschatting worden behandeld in hoofdstuk 6. Daarbij is het ogenblik waarop de stromen en spanningen bemonsterd worden erg belangrijk. In figuur 5.12 is een geïdealiseerd verloop van een faseklemspanning  $v_a$  en een fasestroom  $i_a$  getoond. In werkelijkheid zal de faseklemspanning afwijken ten gevolge van de dode tijd en de spanningsval over de schakelaars. Indien nodig<sup>9</sup> kunnen deze invloeden in rekening gebracht worden, maar bij directe controle is de invloed eerder klein. Voor de korte bemonsteringsperiodes die gebruikt worden, verloopt de stroom nagenoeg lineair. Bij het inschakelen zal ten gevolge van parasitaire capaciteit de stroom wel een uitstervende oscillatie vertonen. Daarom valt het niet aan te raden de stroom te bemonsteren gedurende het eerste kwart van  $T_u$ . Voor de controle is de statorflux en het koppel op de update-ogenblikken  $kT_u$  nodig. Voor fluxschatters gebaseerd op het spanningsmodel (zie hoofdstuk 6) wordt de flux berekend uit de gemiddelde waarden van de statorstroomvector en de spanningsvector over één update-periode:

$$\underline{\Psi}_s^k = \underline{\Psi}_s^{k-1} + \left( \underline{v}_s^k - R_s \frac{\underline{i}_s^k + \underline{i}_s^{k-1}}{2} \right) T_u \quad (5.23)$$

Meestal worden de faseklemspanningen niet gemeten, maar worden deze gereconstrueerd uit de gekende schakelsignalen en een meting van de busspanning. De timing van de busspanningsmeting is voor een voldoende gefilterde DC-spanning

<sup>9</sup>Indien de dode tijd een belangrijk deel van de update periode is, of bij heel hoge stroomwaarden.



Figuur 5.12: Twee mogelijkheden voor de bemonstering van stroom (en spanning) in fase a: op de update-ogenblikken (b) en halverwege de update-periode (c)

niet kritisch. Bij een sterk variërende busspanning kan de meting gefilterd worden om de gemiddelde waarde te bekomen. Dit betekent dat  $\underline{v}_s^k$  vrij eenvoudig en nauwkeurig te bepalen is. Bij verwaarlozing van dode-tijd en invertorspanningsval is immers  $v_x^k = S_x^k V_{DC}$ . Voor de meting van de gemiddelde stroom  $\frac{\underline{i}_s^k + \underline{i}_s^{k-1}}{2}$  bestaan er twee goede bemonsteringsmomenten. Ofwel worden de fasestromen gemeten op het update-ogenblik, zie figuur 5.12b, door het bijhouden van de vorige meting kan dan de gemiddelde stroom berekend worden. In feite zal hierbij net voor het updaten van de schakeltoestand gemeten worden om de stroomvariaties ten gevolge van ‘ringing’ (veroorzaakt door parasitaire capaciteit) te vermijden. Ofwel, zoals in figuur 5.12c, halverwege de update-periode op  $\frac{T_u}{2}$ . Dit bemonsteringsschema wordt meestal gebruikt bij de PWM/SVM controle met DSP’s, zie ook [84] en microcontrollers en wordt daarom ook wel toegepast bij LT-DTC.

Het koppel wordt berekend uit de geschatte statorfluxcomponenten en de stromen op update-ogenblik  $k$ :

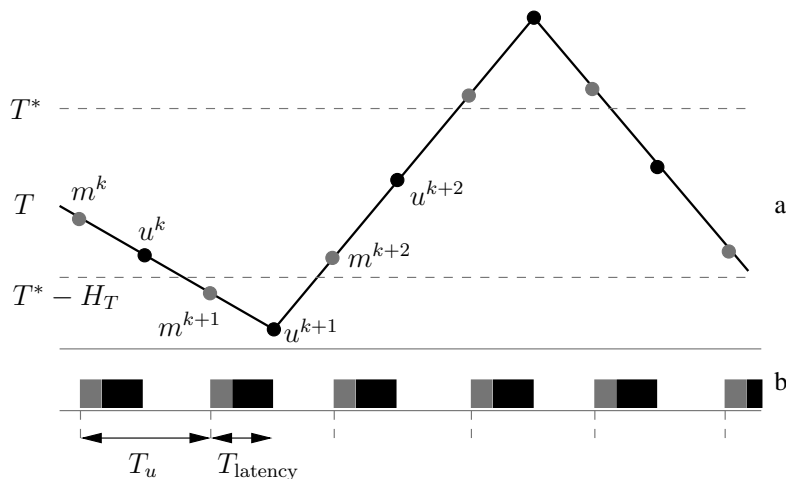
$$T^k = \frac{3}{2} N_p \left( \Psi_{s\alpha}^k i_{s\beta}^k - \Psi_{s\beta}^k i_{s\alpha}^k \right) \quad (5.24)$$

Met de bemonstering van figuur 5.12b is dit direct mogelijk. Dit is dan ook het meest gebruikte bemonsteringsschema voor LT-DTC. Wanneer de bemonstering halverwege de update-periode (figuur 5.12c) gebruikt wordt, dient in principe de stroom op  $k$  nog eens bemonsterd te worden om het koppel te berekenen. Vaak wordt dit echter achterwege gelaten en wordt het koppel berekend met de gemid-

delde stroom. In dat geval zal de controle nog steeds blijven werken, maar zullen de werkelijke koppelpieken groter zijn dan de bemonsterde.

### B. Vertraging

In simulaties kan de meest geschikte spanningsvector berekend worden zonder tijdsvertraging zodat onmiddellijk na het bemonsteren de nieuwe spanningsvector geschakeld wordt. Bij de implementatie van een digitale regelaar moeten na het bemonsteren van het gecontroleerde systeem de metingen nog verwerkt worden. Dit vergt enige tijd en bovendien veroorzaakt het inlezen van de gedigitaliseerde waarde ook een vertraging. Hierdoor zal het aanleggen van de meest geschikte spanningsvector met een zekere vertraging gebeuren. Dit betekent dat de toestand van de aandrijving vanuit de bemonsterde toestand ( $m^k$ ) verder evolueert tot op het ogenblik dat een nieuwe spanningsvector aangelegd wordt ( $u^k$ ). De rimpel in het koppel en de flux zullen dus groter zijn. Dit is voorgesteld in figuur 5.13. In dit voorbeeld bedraagt de tijd nodig voor het binnenlezen van de meting (grijze blok) en het verwerken van de meting (zwarte blok) ongeveer de helft van de bemonsteringsperiode. Er kan een onderscheid gemaakt worden naargelang de situatie waarin de meting en berekening een volledige update-periode (of eventueel zelfs meerdere) duren zodat de meest geschikte vector voor  $k$  op  $k + 1$  aangelegd wordt en de situatie waarin de vertraging (latency) van de berekening kleiner is dan een update-periode. De eerste situatie vindt men meestal bij onderzoeksimplementaties, de tweede situatie is aanwezig bij de DTC-implementatie van ABB. Daar is  $T_u = 25\mu\text{s}$  en  $T_{\text{latency}} = 11.5\mu\text{s}$  [94].



Figuur 5.13: Koppelrimpel ten gevolge van de vertraging

	zonder latency	$T_{\text{latency}} = T_u$
MAE( $T$ ) (p.u.)	0.0582	0.104
MSE( $T$ ) (p.u.)	0.00574	0.0170
MAE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0119	0.0205
MSE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.000207	0.000599
$f_s$ (kHz)	2.3	2.99
niet-PPCR (%)	1.50	4.14

Tabel 5.3: Vergelijking van de performantie van een digitale implementatie zonder latency en met  $T_{\text{latency}} = T_u$ .

Zoals ook uit figuur 5.13 blijkt is het door de vertraging dus best mogelijk dat ondertussen een andere spanningsvector de meest geschikte is. In figuur 5.14 is een simulatie weergegeven voor dezelfde situatie als in figuur 5.10, maar dan met een vertraging van  $T_u$  op de schakelsignalen. De koppel- en fluxrimpel zijn duidelijk veel groter.

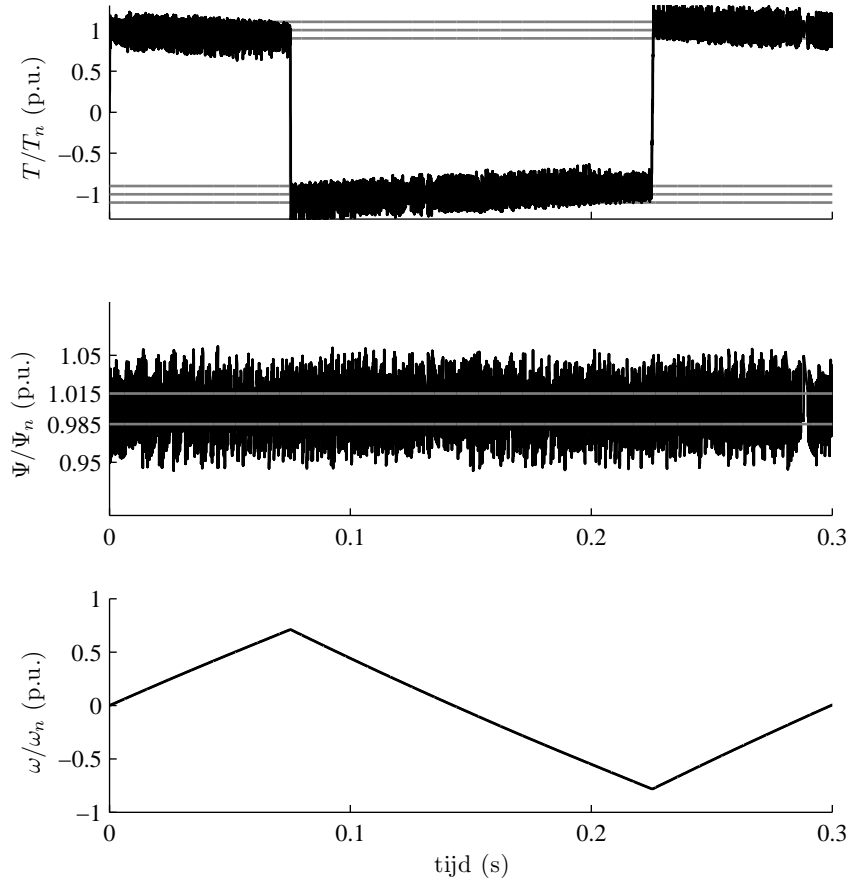
De meeste auteurs brengen het aspect van deze vertraging niet in rekening. In dat geval zullen simulaties niet overeenstemmen met de werkelijke controle. Metingen aan de hand van bemonsterde koppel- en fluxwaarden geven dan ook de werkelijke piekwaarden niet weer.

Ook in tabel 5.3 zijn de nadelige effecten van de vertraging in de gesimuleerde torque reversing test duidelijk. Zoals verwacht nemen de fouten op de gecontroleerde variabelen toe. Nog belangrijker echter is de toename van de schakelfrequentie en het aantal niet-PPCR conforme schakelingen.

### C. Verbeterde bemonstering voor het vermijden van vertraging

Met een paar kleine aanpassingen in de bemonstering kunnen de vertraging en de bijhorende nadelige gevolgen vermeden worden. In feite dient de digitale DTC-implementatie in de update-periode  $[k-1, k]$  te kunnen voorspellen wat de stroom is op het update-ogenblik  $k$ . In dat geval wordt het mogelijk om op  $k$  zonder vertraging de meest geschikte spanningsvector te schakelen. Dit gebeurt echter bij voorkeur zonder de eenvoud van het DTC-algoritme te verliezen. Een expliciete berekening van de toestand op  $k$  aan de hand van een analytisch model is wel mogelijk maar is te complex ten opzichte van het eenvoudige algoritme met een opzoektabel.

Door tweemaal te bemonsteren en te extrapoleren kan echter de stroom op  $k$  al goed voorspeld worden. Het principe is afgebeeld in figuur 5.15: doordat de stroomvariatie binnen één updateperiode met goede benadering een rechte is volstaan de

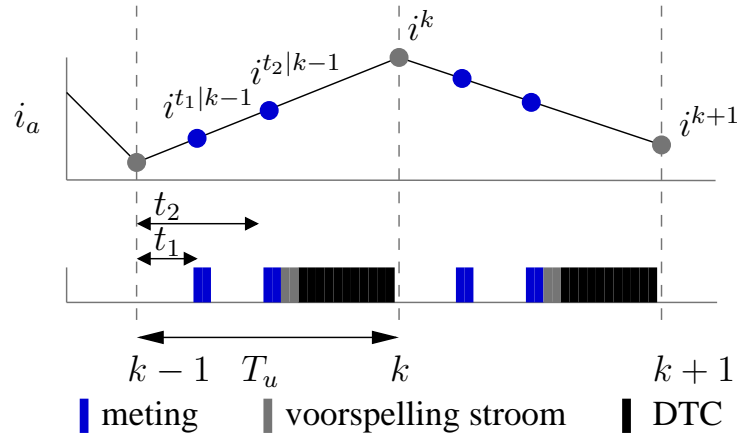


Figuur 5.14: Torque reversing test bij digitale implementatie met een vertraging van één update-periode.

metingen  $i_a^{t_1|k-1}$  en  $i_a^{t_2|k-1}$  om de stroom  $i_a^{k|k-1}$  te berekenen als

$$i_a^{k|k-1} = i_a^{t_2|k-1} + \frac{i_a^{t_2|k-1} - i_a^{t_1|k-1}}{t_2 - t_1} (T_u - t_2) \quad (5.25)$$

De bijkomende berekeningen zijn minimaal, er zijn geen parameters nodig en slechts één bijkomende bemonstering van de stromen. Toch laat dit toe om op  $t_2$  reeds de stroomwaarden op  $k$  te kennen, daarmee de flux en het koppel te berekenen en tot slot de meest geschikte spanningsvector te bepalen. De enige strikte



Figuur 5.15: Bemonsteringsschema met stroomvoorspelling en zonder vertraging

voorwaarde is dat er in  $T_u - t_2$  voldoende tijd rest om alle berekeningen uit te voeren. De keuze van de ogenblikken  $t_1$  en  $t_2$  is in principe vrij, maar er moeten toch een aantal zaken in acht genomen worden. Ten eerste wordt  $t_2 - t_1$  best zo groot mogelijk genomen: bij kleine tijdsverschillen zal meetruis een grotere invloed hebben. Ten tweede mag  $t_1$  niet te klein genomen worden. Kort na het inschakelen ontstaat er immers een gedempte oscillatie op de stroom ('ringing') die tot foute voorspellingen zou leiden. Ook het effect van de dode tijd kan anders een rol spelen. Dit betekent dat bijvoorbeeld  $t_1 = \frac{T_u}{4}$  en  $t_2 = \frac{T_u}{2}$  een goede keuze kunnen zijn waarbij voldoende tijd rest voor de berekeningen en bij normale update-frequenties de ringing is uitgestorven. Bovendien levert de meting op  $t_2$  dan direct de gemiddelde stroom. Naargelang de gebruikte hardware, update-frequentie en de toepassing zijn andere keuzes voor  $t_1$  en  $t_2$  natuurlijk ook mogelijk.

Dit bemonsteringsschema laat dus op eenvoudige wijze toe om de vertraging, een belangrijke bron van koppelrimpel uit te schakelen. Dit bemonsteringsschema wordt dan ook consequent toegepast in experimentele opstellingen. Ook bij de simulaties werd uitgegaan van dit bemonsteringsschema en dus een implementatie zonder vertraging<sup>10</sup>. Voor bepaalde toepassingen kan het echter zijn dat een performantere digitaal platform nodig is. Er blijft immers minder tijd beschikbaar om de berekeningen uit te voeren en de metingen moeten voldoende snel kunnen binnengelezen worden. Voor dit proefschrift werd de digitale regeling steeds met FPGA's uitgevoerd. De flexibiliteit en rekenkracht van deze IC's laten ruimschoots toe om dit eenvoudige bemonsteringsschema te implementeren. Meer details zijn gegeven in bijlage C.3.

<sup>10</sup>Merk op dat de meeste onderzoekers simulaties zonder vertraging gebruiken om LT-DTC te onderzoeken, maar wel experimentele opstellingen met belangrijke vertragingen gebruiken.

Door gebruik te maken van FPGA's kunnen ook zogenaamde quasi-analoge regelaars [4] bekomen worden. Hierbij wordt een bijzonder hoge bemonsteringsfrequentie (bijvoorbeeld 200kHz) gebruikt om de metingen binnen te lezen. Deze metingen worden vervolgens verwerkt met een kleine vertraging (lage latency voor het digitale circuit, verwerking in de orde van  $1\mu s$ ) en de schakeltoestand krijgt zeer snel een update. Hiermee kan met een digitale regelaar (dus eenvoudig herprogrammeerbaar, robuust voor ruis en veroudering) een analoge regelaar bijzonder goed geëmuleerd worden. Hoewel deze techniek een aantal mogelijkheden biedt en ruimschoots toelaat om de mogelijkheden van FPGA's te benutten, werden quasi-analoge regelaars niet bestudeerd in het kader van dit proefschrift. In plaats werd er voor gekozen, zoals verder duidelijk wordt, zuiver digitale regelingen te blijven gebruiken.

### 5.5.5 Mogelijkheden voor koppelkwantisatie

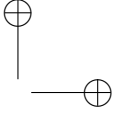
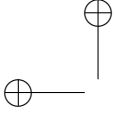
De positieve eigenschappen die met een analoge DTC gerealiseerd worden:

1. kennis van het gemiddelde koppel
2. beperkte koppel- en fluxafwijkingen
3. goede spanningskwaliteit
4. lage schakelverliezen

komen bij een digitale implementatie dus deels op de helling te staan. De twee belangrijkste invloeden hierbij, de breedte van de tolerantiebanden van de comparator ( $H_T$  en  $H_\Psi$ ) en update-frequentie  $f_u$ , kunnen niet steeds zo gekozen worden dat deze eigenschappen bewaard worden. Een benadering van het analoge gedrag wordt immers maar bekomen door een heel hoge update-frequentie. Bijgevolg zal vrij performante hardware moeten ingezet worden voor een eenvoudige regeling als DTC. Voor lagere update-frequenties zal een voldoende brede hysteresisband voor koppel en flux resulteren in zeer grote ogenblikkelijke afwijkingen van de gecontroleerde variabelen, eigenschap 2 wordt dus opgeofferd om de andere te realiseren.

Om de positieve eigenschappen te behouden, zonder de eenvoudige structuur van DTC aan te passen of te hoge  $H_T$  of  $f_u$ , kan echter ingegrepen worden op de kwantisatie van de variabelen. Vooral de kwantisatie van het koppel is belangrijk. Door de structuur van de opzoektabel zal het overschrijden van de kwantisatiegrens door de flux immers steeds maar het schakelen veroorzaken tussen twee aangrenzende vectoren. Een te kleine  $H_\Psi$  zal wel resulteren in een kleine verhoging van de schakelfrequentie. In figuur 5.16 zijn vijf soorten comparatoren getoond voor de kwantisatie van het koppel:





- Takahashi-kwantisatie.
- overlappende kwantisatie
- uiteengeschoven kwantisatie
- kwantisatie met 2 niveaus
- additieve kwantisatie

#### A. Takahashi-kwantisatie

De drietraps-kwantisatie van figuur 5.16a levert klassieke kwantisatie zoals bij Takahashi indien  $|H^-| = |H^+| = H_T$ . Deze kwantisatie dient als referentie. De mogelijke wijzigingen en dus verbeteringen voor deze comparator zijn beperkt. Toch is het interessant deze eerst eens te beschouwen en tegelijkertijd de eigenschappen van de comparator nader te bekijken.

De drietraps-kwantisatie bestaat in feite uit twee comparatoren, waarvan op een gegeven ogenblik slechts één actief is. De gewenste overgang van de ene comparator treedt op wanneer de functie van de nulvectoren wijzigt: in de bovenste comparator is de nulvector verantwoordelijk voor een koppelfafname, in de onderste voor een koppeltename. De belangrijkste invloed voor de overgang is de verandering van de rotatiezin. Het teken van de  $\frac{dT}{dt}$  veroorzaakt door de rotatie van de rotorflux zal immers afhangen van de draaizijn van de motor. Het precieze ogenblik waarop van de ene op de andere comparator wordt overgegaan hangt af van de statorstroom. Bij de afleiding van de DTC-principes wordt immers verondersteld dat bij een nulvector de statorfluxvector blijft stilstaan en enkel de rotatie van de rotorfluxvector de  $\frac{dT}{dt}$  veroorzaakt. De resistieve spanningsval zal echter de statorfluxvector wijzigen. Daarom moet het effect van een nulvector beter geanalyseerd worden. De spanningsvergelijking van de machine en de koppelvergelijking kunnen zoals in [48] geschreven worden in een statorfluxreferentiestelsel  $rt$ :

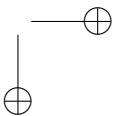
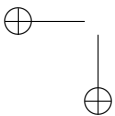
$$v_{sr} = R_s i_{sr} + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (5.26)$$

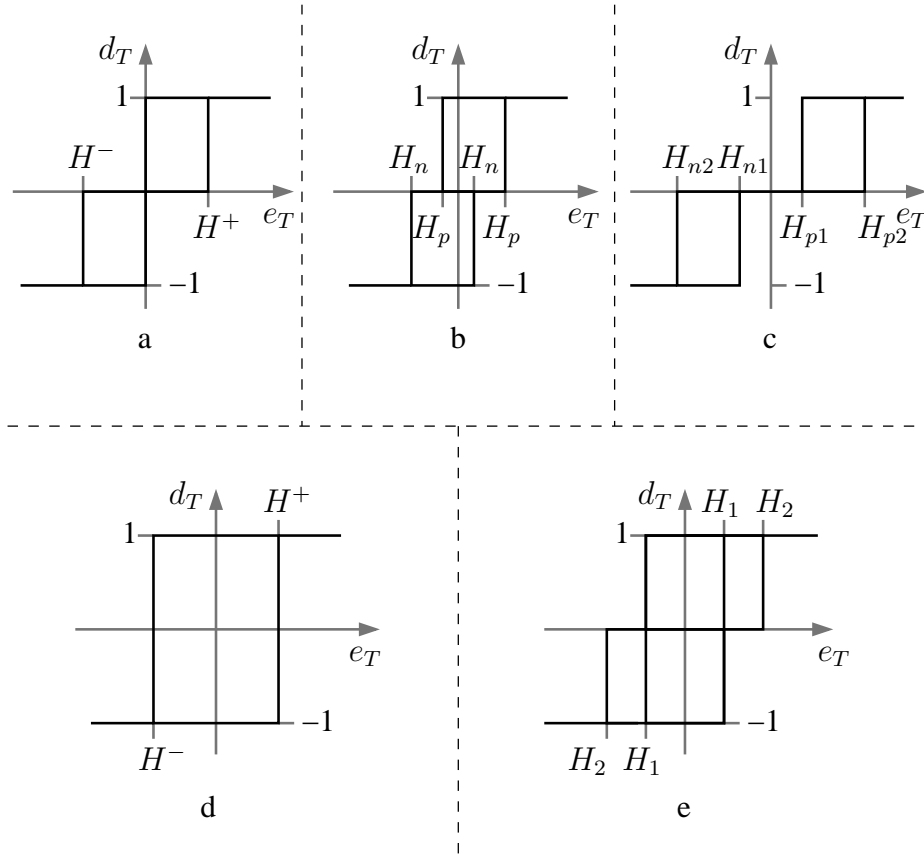
$$v_{st} = R_s i_{st} + \Psi_s \frac{d\theta_\Psi}{dt} \quad (5.27)$$

$$T = \frac{3}{2} N_p \Psi_s i_{st} \quad (5.28)$$

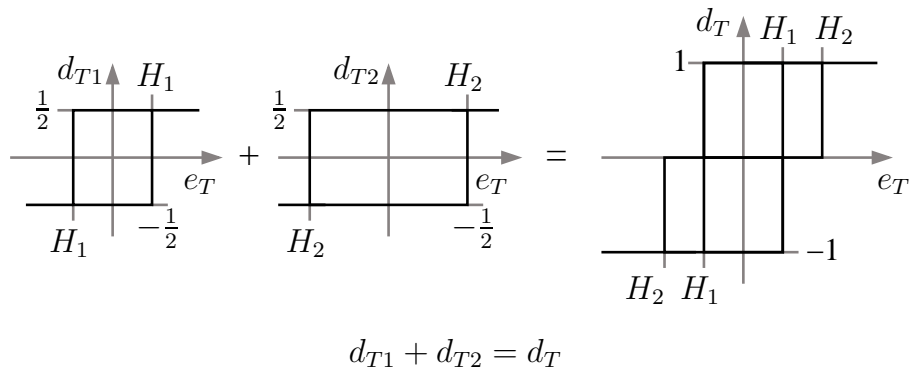
Uit (5.28) blijkt dat het koppel en  $i_{st}$  hetzelfde teken hebben. Bovendien zal bij een nulvector volgens (5.27):

$$\frac{d\theta_\Psi}{dt} = -\frac{R_s}{\Psi_s} i_{st} \quad (5.29)$$

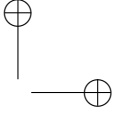
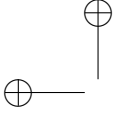




Figuur 5.16: Mogelijkheden voor de kwantisatie van de koppelfout. (a) Takahashi-kwantisatie (b) kwantisatie met verminderde offset (c) kwantisatie met hogere offset (d) kwantisatie met 2 niveaus (e) additieve kwantisatie



Figuur 5.17: Opbouw van de additieve kwantisatie



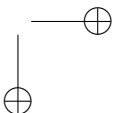
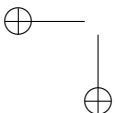
zodat de zin van de hoekverandering ten gevolge van de resistieve spanningsval tegengesteld is aan de zin van het koppel. In kwadrant I zal dus de koppeldaling bij een nulvector (ten gevolge van de rotatie van  $\underline{\Psi}_r$ ) door de resistieve spanningsval nog versterkt worden. In kwadrant IV zal deze koppeldaling tegengewerkt worden. Bij hoge belasting zal vanaf een bepaalde snelheid de nulvector in kwadrant IV er niet meer in slagen het koppel te verkleinen, in kwadrant I zal dit zelfs bij licht negatieve snelheid nog lukken.

Voor analoge implementaties en voor digitale implementaties die aan de voorwaarden van (5.20) voldoen, vormt de overgang bij een nulvector en zeer lage snelheid de enige mogelijke omschakeling van de ene comparator naar de andere. Wanneer niet aan de voorwaarde van (5.20) voldaan is, kan het echter voorkomen dat er bij eenzelfde rotatiezin toch omgeschakeld wordt tussen de twee comparatoren, en dus tussen de bovenste en de onderste helft van de opzoektabel<sup>11</sup>. Het is de afstand tussen de twee linkse (respectievelijk de twee rechtse) omslagpunten van de hysteresislussen (in [48] de detectiemarge genoemd) die bepaalt of deze omschakeling optreedt. Voor de gewone Takahashi-comparator is de detectiemarge  $H_T$ . Om het ongewenste omschakelen tussen de comparatoren, waarbij de spanningskwaliteit van de inverter aangetast wordt en de schakelfrequentie verhoogt, te vermijden moet  $H_T$  dus voldoende hoog genomen worden. Dit heeft echter twee belangrijke nadelen. Ten eerste wordt de koppelrimpel hierdoor groot, en stijgt ook de afwijking van het gemiddelde koppel ten opzichte van de wenswaarde. Ten tweede wordt gedurende lange tijd een nulvector aangehouden waardoor de statorfluxmodulus niet gecontroleerd wordt. Fundamenteel zijn met deze comparator een goede detectiemarge (spanningskwaliteit, schakelfrequentie) niet verenigbaar met een kleine koppelfafwijking. De enige kleine verbetering die mogelijk is, wordt bekomen door de grenzen van de comparator  $H^-$  en  $H^+$  niet gelijk te kiezen. Bij positieve draaizijn kan dan  $|H^+| < |H^-|$  gekozen worden en bij negatieve draaizijn  $|H^+| > |H^-|$ . Dit laat een grotere detectiemarge toe voor eenzelfde koppelrimpel en gemiddelde afwijking.

### B. Overlappende kwantisatie

Vaak wordt in de literatuur een variant op de Takahashi-comparator gebruikt: de comparator met overlappende hysteresislussen zoals afgebeeld in figuur 5.16b. Deze comparator laat toe om een bredere tolerantieband  $|H_p + H_n|$  te nemen zodat de DC-offset van het koppel t.o.v. de wenswaarde verkleint en een lagere schakelfrequentie bekomen wordt zonder dat de maximale piekkoppels toenemen. De detectiemarge is hier  $|H_p - H_n|$ . Ook hier zal er dus een tegenstrijdige eis zijn tus-

<sup>11</sup>In het extreme geval dat  $2H_T \approx (\Delta T)_{max}$  zal dit zelfs voortdurend gebeuren. Dit probleem wordt bovendien nog aanzienlijk verergerd indien een implementatie met aanzienlijke latency gebruikt wordt.



sen kleine afwijkingen (lage  $H_p$  en  $H_n$ ) of kleine offset (lage  $|H_p - H_n|$ ) enerzijds en een grote detectiemarge (grote  $|H_p - H_n|$ ) anderzijds. Typisch zal de detectiemarge veel kleiner zijn doordat men  $|H_p - H_n|$  klein kiest. Deze comparator wordt immers typisch gekozen voor de lage offset. Dit resulteert dus weer in een hogere schakelfrequentie en slechte spanningskwaliteit. Ondanks de wijdverspreide toepassing van deze comparator is het in het algemeen toch niet aan te raden deze te gebruiken.

### C. Uiteengeschoven kwantisatie

Een alternatief van de Takahashi-comparator met tegenovergestelde eigenschappen t.o.v. de vorige comparator is afgebeeld in figuur 5.16c. Door de twee comparatoren uiteen te schuiven vergroot de detectiemarge tot  $|H_{n1}| + |H_{p1}|$  en dit onafhankelijk van de breedte van de afzonderlijke comparatoren  $|H_{p2} - H_{p1}|$  of  $|H_{n2} - H_{n1}|$ . Hierdoor kan dus zowel een lage koppelrimpel, lagere schakelfrequentie en goede spanningskwaliteit bekomen worden. Het nadeel is natuurlijk wel een hogere offset voor het gemiddelde koppel en een minder gecontroleerde omschakeling tussen de twee comparatoren. Bij de omkering van de rotatiezin wordt immers gedurende een lange tijd een nulvector geschakeld.

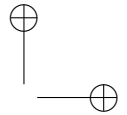
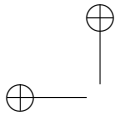
### D. Kwantisatie met twee niveaus

Net omdat er bij de omschakeling tussen de twee actieve helften van de opzoektabel een groot risico bestaat voor de demagnetisatie wordt bij inductiemachines meestal overgeschakeld op de comparator van figuur 5.16d voor lage snelheden. Deze comparator met twee niveaus zorgt ervoor dat de regelaar enkel van de actieve vectoren gebruik maakt. Dit heeft, zoals eerder besproken, een hogere schakelfrequentie en een verminderde spanningskwaliteit tot gevolg. Deze symmetrische kwantisatie heeft wel als voordeel dat de gemiddelde afwijking minimaal is.

Ook voor PMSM's wordt deze comparator erg vaak toegepast en dit voor alle werkingstoestanden. Dit is grotendeels te wijten aan enkele publicaties [9] van de onderzoeksgroep rond Rahman. Daarin wordt gesteld dat voor PMSM's steeds de opzoektabel met uitsluitend actieve vectoren moet toegepast worden. Hoewel er geen fundamentele reden is die dit inderdaad eist, verschijnen er nog regelmatig publicaties waarin deze tabel gebruikt wordt en waarin dit gesteld wordt.

### E. Additieve kwantisatie

In [48] wordt de comparator van figuur 5.16e voorgesteld, die ook in [95] gebruikt wordt voor de stroomcontrole van een multilevel-inverter. Deze comparator bestaat uit twee afzonderlijke comparatoren die steeds tegelijkertijd actief zijn en waarvan



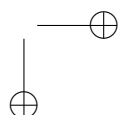
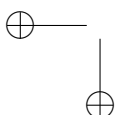
de uitgangen opgeteld worden. Dit principe is geïllustreerd in figuur 5.17. De breedte van de tolerantieband is  $2H_1$ , de detectiemarge is  $|H_2 - H_1|$ . Deze kwantisatie biedt dus de mogelijkheid om de detectiemarge en de tolerantieband voor het koppel volledig onafhankelijk van elkaar te kiezen. In feite beslist de binnenste hysteresislus of er een nulvector dan wel een actieve vector geschakeld wordt en beslist de buitenste lus of de actieve vector uit de onderste of bovenste rij van de tabel gekozen wordt. Deze kwantisatie laat dus toe om een vrij smalle tolerantieband te combineren met een DC-offset die nul kan zijn (idealiter) en bovendien de spanningskwaliteit te verbeteren. Opnieuw echter zal de nulvector bij omkering van de draaizin erg lang aangehouden worden. Dit is onvermijdelijk met een grote detectiemarge.

Afsluitend dient nog opgemerkt te worden dat hierbij steeds comparatoren met hysteresis werden beschouwd. De reden hiervoor is tweeledig. Enerzijds zal een comparator zonder hysteresis steeds aanleiding geven tot een hogere schakelfrequentie. Het gedrag is immers equivalent met dat van een bijzonder smalle tolerantieband. Ten tweede zal hysteresis er ook voor zorgen dat op bepaalde tijdstippen de controle op één van de gecontroleerde variabelen tijdelijk minder belangrijk is zodat ondanks prioriteiten in de regeling toch zowel koppel als flux gecontroleerd blijven. Deze twee aspecten worden erg duidelijk geïllustreerd in [50].

### 5.5.6 Gewijzigde opzoektabelen voor LT-DTC

Zoals in de voorgaande bespreking duidelijk werd, kan het gedrag van een aandrijving met directe koppelcontrole beïnvloed worden door een gepaste keuze van de kwantisatie van de koppelfout. Het wijzigen van de kwantisatie voor de fluxfout biedt in de voorgaande versies maar weinig mogelijkheden. Ook via de sectorindeling kan met de gegeven opzoektabel weinig verbetering geboekt worden. Kleine verdraaiingen van de sectorindeling kunnen helpen om de sectorovergang bij hoge snelheden vlotter te laten lopen. Ook bij een sectorovergang kan er hysteresis gebruikt worden om de spanningskwaliteit van de invertor te verbeteren. Bij sectorovergangen kan er anders een veelvuldige overschrijding van de sectorovergang optreden (de statorfluxvector gaat over en weer rond de sectorgrens). Daarbij worden steeds andere stukken uit de opzoektabel gebruikt. Daarbij wordt vaak de PPCR overtreden.

Fundamentelere wijzigingen van de controle vergen echter ingrepen in de gebruikte opzoektabel. Hierbij moeten eerst de controledoelstellingen goed gedefinieerd worden. Wat de reeds besproken controledoelstellingen (een goede spanningskwaliteit, kennis van het gemiddelde koppel en lage schakelverliezen) betreft kan gekozen worden voor wijzigingen die het gedrag van een analoge DTC beter benaderen. Anderzijds kan ook gesteld worden dat, net omdat het voldoen aan de PPCR niet meer gegarandeerd is bij digitale implementaties, de rationale om niet meer dan



$d_T$	$d_\Psi$	I	II	III	IV	V	VI
1	1	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$
	-1	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$
0	1	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$
	-1	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$
-1	1	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$
	-1	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$

Tabel 5.4: Opzoektabel met 6 actieve vectoren [50]

$d_T$	$d_\Psi$	I	II	III	IV	V	VI
1	1	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$
	0	$\underline{V}_2/\underline{V}_3$	$\underline{V}_3/\underline{V}_4$	$\underline{V}_4/\underline{V}_5$	$\underline{V}_5/\underline{V}_6$	$\underline{V}_6/\underline{V}_1$	$\underline{V}_1/\underline{V}_2$
	-1	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$
0	1	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$
	-1	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$
-1	1	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$
	0	$\underline{V}_5/\underline{V}_6$	$\underline{V}_6/\underline{V}_1$	$\underline{V}_1/\underline{V}_2$	$\underline{V}_2/\underline{V}_3$	$\underline{V}_3/\underline{V}_4$	$\underline{V}_4/\underline{V}_5$
	-1	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$

Tabel 5.5: Opzoektabel met 6 actieve vectoren en de nulvectoren [50]

twee actieve vectoren per rotatiezin en per sector te gebruiken wegvalt.

In [50] werden een groot aantal alternatieve opzoektabellen, gecombineerd met de bijhorende comparatoren, bestudeerd. Een eerste variant, met de klassieke comparatoren zoals bij Takahashi maakt gebruik van elk van de zes actieve vectoren binnen één sector. De aangepaste opzoektabel is gegeven in tabel 5.4. De nulvectoren worden dus in sector I vervangen door de vectoren  $\underline{V}_4$  en  $\underline{V}_1$ . Deze hebben quasi geen tangentiale component, maar een zeer grote radiale en kunnen dus snel de flux doen stijgen of dalen. Het verbeteren van de controlekwaliteit voor de statorfluxmodulus is dan ook de grootste realisatie van dit schema. De koppelkwaliteit wordt echter niet substantieel verbeterd. Uiteraard voldoet dit schema niet aan de PPCR. In tegenstelling tot de verwachtingen, ligt de schakelfrequentie niet heel hoog. Er worden weliswaar geen nulvectoren gebruikt en er treden een groot aantal updates op waarbij meer dan één schakelaarpaar omgeschakeld wordt, maar veel omschakelingen gebeuren nog steeds (indien de tolerantiebanden goed gekozen zijn) tussen aanliggende vectoren (bijvoorbeeld bij  $d_\Psi = 1$  tussen  $\underline{V}_6$ ,  $\underline{V}_1$  en  $\underline{V}_2$ ). Een tweede schema dat in [50] bestudeerd werd, gebruikt de 6 actieve vectoren en een nulvector binnen één sector. Hiervoor wordt ook de fluxfout

$d_T$	$d_\Psi$	I	II	III	IV	V	VI
1	1	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$
	-1	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$
-1	1	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$
	-1	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$

Tabel 5.6: Opzoektabel volgens Cirrincione [96]

onderworpen aan een drietrapskwantisatie, zoals het koppel. De nulvector wordt nu enkel geschakeld wanneer zowel het koppel als de flux zich binnen hun tolerantieband bevinden. Wanneer het koppel zich binnen de tolerantieband bevindt, maar de flux niet, worden de actieve vectoren uit tabel 5.4 geschakeld. Wanneer  $d_\Psi = 1 \vee -1$  en  $d_T \neq 0$  worden nog steeds de vectoren uit de tabel van Takahashi gebruikt. Een probleem stelt zich echter wanneer  $d_\Psi = 0$  en  $d_T \neq 0$ . Er is immers geen eenduidige vector die aan de nodige voorwaarden voor deze situatie voldoet. In sector I bijvoorbeeld voor  $d_\Psi = 0$  en  $d_T = -1$  zullen  $\underline{V}_6$  en  $\underline{V}_5$  wel het koppel doen dalen, maar ook in belangrijke mate de flux wijzigen. Deze ambiguïteit voor de fluxcontrole blijkt echter geen erg nadelige invloed te hebben op de controle. In feite hoeft dit niet te verwonderen. Wanneer de flux uit de tolerantieband gedwongen wordt door een ‘foute’ keuze voor  $\underline{V}_6$  of  $\underline{V}_5$  bekomt men de schakeltoestand voor  $d_\Psi = 1, d_T = -1$  of  $d_\Psi = -1, d_T = -1$ . Dit zijn respectievelijk  $\underline{V}_6$  en  $\underline{V}_5$  en kunnen dus met één omschakeling bereikt worden. De opzoektabel is gegeven in 5.5. In [50] wordt getoond dat de arbitraire keuze voor  $\underline{V}_6$  of  $\underline{V}_5$  weinig invloed heeft<sup>12</sup>. Opnieuw is het grootste voordeel de betere fluxcontrole en dus het vermijden van verlies van fluxcontrole. De kans op niet PPCR-conforme schakelacties is wel groter en de keuze van de tolerantieband voor de flux wordt nu voor dit aspect even belangrijk (om te vermijden dat diametraal tegenovergestelde vectoren afwisselend geschakeld worden).

Naast alternatieve tabellen die voornamelijk op de koppel- en fluxcontrole focussen, kunnen ook tabellen opgesteld worden die andere controledoelstellingen realiseren. In [96] wordt een alternatieve schakeltabel opgesteld die focust op andere aspecten van spanningskwaliteit dan de PPCR. Deze tabel om de EMC-eigenschappen van een DTC-aandrijving te verbeteren is weergegeven in tabel 5.6. De sectorindeling is zoals bij Takahashi, zowel flux- als koppelfout worden gekwantiseerd met tweetrapscomparatoren.

Door het schakelen ontstaan hoogfrequente common-mode-spanningsvariaties die aanleiding geven tot hoogfrequente common-mode-stromen naar de aarde via pa-

<sup>12</sup>Merk op dat men ook gedurende  $T_u/2$  de vector  $\underline{V}_6$  zou kunnen aanleggen en vervolgens gedurende  $T_u/2$  de vector  $\underline{V}_5$ .

parasitaire capacitieve koppelingen tussen de aandrijving en de aarde. Hierdoor zullen de lagers verouderen en kunnen ook beveiligingen ongewenst werken. De common-mode-spanning of sterspanning voor een machine in ster is gegeven door

$$v_{on} = \frac{v_{an} + v_{bn} + v_{cn}}{3}. \quad (5.30)$$

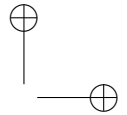
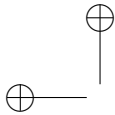
Aangezien bij invertorvoeding voor oneven spanningsvectoren één fase aan de positieve busbar is verbonden (zodat  $v_{on} = V_{DC}/3$ ), voor even spanningsvectoren twee fasen aan de positieve busbar verbonden zijn (zodat  $v_{on} = 2V_{DC}/3$ ) en voor de nulvectoren geen ( $v_{on} = 0$ ) of 3 ( $v_{on} = V_{DC}$ ), zal de common-mode-spanning sterk variëren bij het schakelen van de invertor.

Deze spanning wordt in feite aangelegd aan een keten van parasitaire inductantie en capaciteit van de voedingskabels, de inductantie van de statorwindingen, parasitaire capaciteit tussen de statorwindingen en statorkern, de parasitaire capaciteit tussen stator en rotor, en tenslotte tussen de lagers en de aarde. De common-mode-emissies van de aandrijving kunnen dus worden gereduceerd door afwisselend enkel de even of de oneven actieve vectoren te gebruiken in elk van de zes sectoren, zoals getoond in tabel 5.6. De nulvectoren worden niet gebruikt. Dit beperkt de stapsgewijze veranderingen van  $v_{on}$  tot  $V_{DC}/3$  aan een lage frequentie van 6 maal de voedingsfrequentie. Hierdoor is de common-mode-emissie sterk verminderd. De controlekwaliteit voor de flux en zeker het koppel lijden echter sterk onder deze strategie. Zoals te zien is in tabel 5.6, krijgt de fluxcontrole prioriteit in dit schema. Indien de statorfluxmodulus moet toenemen wordt immers een vector geschakeld met zeer grote radiale component, maar kleine en ambigue tangential component. Het koppel kan dus enkel goed gecontroleerd worden wanneer de flux moet afnemen. De koppelrimpel in dit schema is dan ook bijna tweemaal zo groot als bij het gebruik van de tabel van Takahashi zonder nulvectoren (waarbij het achterwege laten van de nulvectoren de koppelrimpel ook al gevoelig verhoogt). Het realiseren van de bijkomende controledoelstelling (common-mode-emissies verminderen) is dan misschien wel (ten dele) geslaagd, maar de primaire controledoelstellingen worden niet langer gehaald.

### 5.5.7 Besluit over strategieën gebaseerd op opzoektabelen

DTC aan de hand van een opzoektabel kan dus wel degelijk als een voorspellende regelaar beschouwd worden. Het opstellen van de opzoektabel is immers gebaseerd op de verwachte evolutie van het systeem en niet een zuiver heuristisch aanvoelen. Bij opzoektabel-DTC is echter een duidelijk pijnpunt de optimaliteit van de spanningsvectorselectie. Voor de originele analoge versie werd optimaliteit voorgesteld door enerzijds een vectorselectie te maken die altijd het koppel laat evolueren in de gewenste zin (prioriteit van de koppelcontrole over fluxcontrole) en anderzijds de





spanningskwaliteit van de inverter (samen met de gemiddelde schakelfrequentie) zo goed mogelijk respecteert. Zelfs bij de analoge versies zal echter de optimaliteit niet gerealiseerd worden en dit wegens verschillende redenen. Een eerste is het feit dat bij hoge snelheden een vector kan geselecteerd worden die geen koppeltoename meer veroorzaakt en dus qua optimaliteit erg slecht scoort aangezien zelfs de tendens van de reactie verkeerd voorspeld wordt. Als tweede zal bij lage snelheden de optimaliteit van de fluxregeling gecompromitteerd zijn door de ondergeschiktheid aan de koppelregeling. Tenslotte is ook de spanningskwaliteit niet gegarandeerd bij sectorovergangen, waarbij vooral een herhaaldelijk overschrijden van de sectorovergang in beide richtingen gevaar oplevert voor ‘incidenten’ in de spanningskwaliteit.

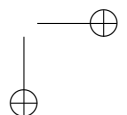
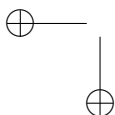
Bij een digitale implementatie is door de bemonsterde hysteresis vaak de optimaliteit in zake spanningskwaliteit helemaal zoek, net zoals de gemiddelde schakelfrequentie sterk zal verhogen door het niet meer in overweging nemen van zeer ‘feasible’ en zelfs optimale switch states (de nulvectoren).

Voor een werkelijke implementatie zijn aspecten als bemonstering en vertraging bij de verwerking cruciaal. Daarom werd een voorstel gedaan tot een bemonsterings-schema dat vertraging vermijdt. In feite komt dit neer op het toevoegen van een schattingsstap in de voorspellende regelaar, net zoals gebeurt bij MBPC. Ook werden de eigenschappen van verschillende kwantisatie-schema’s voor de koppelfout en alternatieve opzoektabelen nader bekeken. In zekere zin is de kwantisatie equivalent aan de gewichtsfactor bij de kostenfunctie van MBPC en de invulling van de tabel equivalent aan het opstellen van de kostenfunctie: de eerste bepaalt het relatieve belang van de controledoelstellingen, de tweede bepaalt welke doelstellingen (additioneel) nagestreefd worden.

Belangrijkste conclusies voor de LT-DTC zijn enerzijds dat het opstellen van een tabel enkel geschiktheid en geen optimaliteit realiseert. Anderzijds blijkt dat, hoewel DTC een MIMO-regelaar is, de onderlinge beïnvloeding van de controledoelstellingen groot is. Hierdoor zijn de (beperkte) regelparameters voor de controle moeilijk in te stellen en is het bijzonder moeilijk om additionele controledoelstellingen toe te voegen. Een aantal eigenschappen, zoals schakelfrequentie en PPCR-conformiteit, zijn niet gegarandeerd af te dwingen.

## 5.6 Short-Range Direct Predictive Control

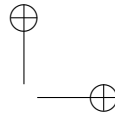
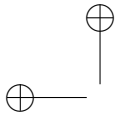
Om aan de beperkingen van de LT-DTC tegemoet te komen, hebben een aantal onderzoekers alternatieven voorgesteld die aan de hand van systeemvoorspellingen de controle proberen te verbeteren. Deze ‘predictive DTC’-implementaties kunnen als Short-Range Direct Predictive Control geklasseerd worden. Ze zijn explicieter voorspellend dan DTC, maar realiseren nog geen MBPC (optimaliteit en MIMO-



karakter ontbreken meestal) en zijn intrinsiek maar in staat tot voorspellingen met een korte horizon (typisch één update-periode). Een aantal relevante varianten worden hier kort aangehaald. Wegens de grotere complexiteit t.o.v. LT-DTC en de minder systematische aanpak t.o.v. MBPC worden algoritmes voor Short-Range Direct Predictive Control in dit proefschrift echter niet in detail bestudeerd.

Een eerste relevant schema met directe controle is dat van [93]. De auteurs erkennen het probleem van de vertraging in de uitvoering van het algoritme. Hun voorstel is om op basis van metingen van de stromen en spanningen de statorflux-modulus en het koppel op update-ogenblik  $k$  te berekenen. De verandering van deze grootheden tussen  $k$  en  $k + 1$  wordt bepaald aan de hand van de schakeltoestand die op  $k$  aangelegd wordt en een tabel waarin de incrementen van  $|\Psi_s|$  en  $T$  ten gevolge van vroeger aangelegde vectoren bijgehouden zijn. Zodoende kan op  $k + 1$  de selectie van de meest geschikte vector gebeuren zonder dat de vertraging invloed heeft. Uit een analyse van het schema blijkt dat het gebruik maakt van een niet-parametrisch adaptief model. Dit betekent dat de meetnauwkeurigheid belangrijk is. Bovendien lost het schema een implementatieprobleem op voor LT-DTC en zeker geen fundamenteel probleem.

Een tweede type relevant schema wordt beschreven in o.a. [45, 46]. Dit type van voorspellende controle gebruikt reeds een (vereenvoudigd) analytisch model van de machine, [45] voor een SPMSM en [46] voor een IM, om de evolutie van het koppel en de flux te voorspellen. De toelaatbare koppelrimpel wordt hierbij a priori vastgelegd als een grens voor de tolerantieband. Er wordt berekend hoelang een actieve vector mag aangelegd worden om deze grens te bereiken en de rest van de update-periode wordt opgevuld met een nulvector zodat het koppel weer afneemt. Hierdoor is ook de schakelfrequentie constant en de spanningskwaliteit goed. In zekere zin komen een aantal eigenschappen overeen met SVM. In [14] worden dergelijke schema's ook 'modulator-like' (DTC with precalculation of switching times) genoemd. Nochtans worden deze methodes binnen het kader van dit proefschrift wel als directe regelaars bestempeld. De 'modulator-like' eigenschap is bediscussieerbaar. Ten eerste worden er immers maar een erg beperkt aantal vectoren (typisch 2: 1 actieve en 1 nulvector) gebruikt binnen één update-periode in evenveel stappen i.p.v. de bij SVM/PWM gebruikelijke 3 of 4 vectoren per schakelperiode in 4 tot 6 stappen. De hoofdreden echter om dit als directe controle te beschouwen is het expliciet in rekening brengen van het tijdsverloop binnen de update-periode (en dus ook de maximale afwijking). Dit staat in sterk contrast met PWM/SVM waar enkel de gemiddelde waarde in rekening is gebracht en een linearisatie van de inverter gerealiseerd wordt. Deze schema's realiseren dus wel directe voorspellende controle maar zijn nog geen vormen van MBPC. Daartoe is de vorm van de optimaliteit nogal vaag en zijn de voorspellingen intrinsiek beperkt tot één update-periode.



## 5.7 Finite-Set Model Based Predictive Control

Hoewel DTC dus een voorspellende controle is, staat de basisversie ver af van MBPC. Dit wordt ook al snel duidelijk bij het aftoetsen van de voorwaarden uit §4.2. De controle-actie hangt af van het verwachte gedrag. De selectie van de spanningsvector gebeurt immers op basis van de gewenste evolutierichting van de geregelde grootheden. De grootte van de veranderingen wordt echter niet in rekening gebracht, want de evolutie van het systeem wordt niet berekend. De optimaliteit van de controle-actie is dus voor een digitale implementatie zeker niet gegarandeerd, er is eerder sprake van een geschiktheid. Door het gebrek aan berekeningen is de voorspellingshorizon dus noodzakelijkerwijze ook beperkt tot één schakelactie. Bovendien is het model dat gebruikt wordt om het verwachte gedrag op te baseren onvolledig. Zo worden de invloed van de snelheid en de resistieve spanningsval niet in rekening gebracht.

Daarom wordt hier onderzocht hoe de prestatie van de aandrijving verbeterd kan worden door gebruik te maken van modelgebaseerde voorspellende regelaars.

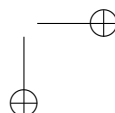
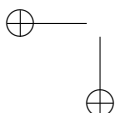
### 5.7.1 Basisstrategie

Hier wordt het algoritme voor FS-MBPC gebruikt uit hoofdstuk 4. Daarbij zijn drie belangrijke stappen te onderscheiden:

- **SCHATTING:** op basis van de metingen van de stromen, busspanning, rotor-snelheid en rotorpositie op update-ogenblik  $k$  wordt een schatting gemaakt van de toestand op update-ogenblik  $k + 1$ . Hiervoor wordt de schakeltoestand in rekening gebracht die op  $k$  wordt aangelegd.
- **VOORSPELLING:** op basis van de schatting op update-ogenblik  $k + 1$  wordt de toestand op  $k + 2$  tot  $k + N + 1$  voorspeld voor iedere toegelaten sequentie van schakeltoestanden.
- **OPTIMALISATIE:** op basis van de toestanden op  $k + 2$  tot  $k + N + 1$  wordt voor iedere schakelsequentie een kostenfunctie berekend; de schakeltoestand met minimale kostenfunctie wordt geselecteerd en aangelegd op  $k + 1$ .

Voor zowel de schatting als de voorspelling is een model nodig. Hiervoor wordt een toestandsmodel gebruikt, die voor respectievelijk een inductiemachine en een SPMSM hieronder gegeven zijn<sup>13</sup>. Doordat de mechanische tijdsconstanten van de machines typisch erg groot zijn t.o.v. de updateperiode kan, zelfs voor relatief

<sup>13</sup>De andere toestandsmodellen uit hoofdstuk 2 zijn eveneens geldig. Voor inductiemachines kan het toestandsmodel met  $\mathbf{x} = [\Psi_{sx} \ \Psi_{sy} \ \Psi_{rx} \ \Psi_{ry}]^T$  interessant zijn. Voor de PMSM kan eveneens het toestandsmodel in het  $\alpha\beta$ -referentiestelsel gebruikt worden.



lange voorspellingshorizonten, de snelheid constant beschouwd worden. Hierdoor verdwijnt de mechanische component uit de toestandsvector en wordt de snelheid als tijdsveranderlijke parameter beschouwd.

#### A. Inductiemachine

Met de toestandsvector  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Psi_{s\alpha} \ \Psi_{s\beta}]$  en ingangsvector  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2] = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]$  kan het discrete-tijd dynamisch model van de inductiemachine geschreven worden als

$$\mathbf{x}^{k+i+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}^{k+i} + \mathbf{B}\mathbf{u}^{k+i} \quad (5.31)$$

waarbij de matrices  $\mathbf{A}$  en  $\mathbf{B}$  gegeven zijn door:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_u R_r}{\sigma L_r} - \frac{T_u R_s}{\sigma L_s} & -T_u \omega^{k+i} & \frac{T_u R_r}{\sigma L_r L_s} & T_u \omega^{k+i} \\ T_u \omega^{k+i} & 1 - \frac{T_u R_r}{\sigma L_r} - \frac{T_u R_s}{\sigma L_s} & -T_u \omega^{k+i} & \frac{T_u R_r}{\sigma L_r L_s} \\ -T_u R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -T_u R_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_u}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_u}{\sigma L_s} \\ T_u & 0 \\ 0 & T_u \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

De statorfluxmodulus en het koppel kunnen geschreven worden als:

$$|\Psi_s|^{k+i+1} = \sqrt{(x_3^{k+i+1})^2 + (x_4^{k+i+1})^2} \quad (5.34)$$

$$T^{k+i+1} = \frac{3}{2} N_p (x_3^{k+i+1} x_2^{k+i+1} - x_4^{k+i+1} x_1^{k+i+1}) \quad (5.35)$$

#### B. SPMSM

Met de toestandsvector  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2] = [i_{sd} \ i_{sq}]$ , ingangsvector  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 u_3] = [v_{sd} \ v_{sq} \ \Psi_f]$  en uitgang  $\mathbf{y} = [\Psi_{sd} \ \Psi_{sq}]^T$  kan het discrete-tijd dynamisch model van de SPMSM geschreven worden als

$$\mathbf{x}^{k+i+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}^{k+i} + \mathbf{B}\mathbf{u}^{k+i} \quad (5.36)$$

$$\mathbf{y}^{k+i+1} = \mathbf{C}\mathbf{x}^{k+i+1} + \mathbf{D}\mathbf{u}^{k+i} \quad (5.37)$$

waarbij de matrices gegeven zijn door:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_u R_s}{L} & T_u \omega^{k+i} \\ -T_u \omega^{k+i} & 1 - \frac{T_u R_s}{L} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_u}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_u}{L} & -\frac{T_u}{L} \omega^{k+i} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

De statorfluxmodulus en het koppel kunnen geschreven worden als:

$$|\Psi_s|^{k+i+1} = \sqrt{(y_1^{k+i+1})^2 + (y_2^{k+i+1})^2} \quad (5.40)$$

$$T^{k+i+1} = \frac{3}{2} N_p (y_1^{k+i+1} x_2^{k+i+1} - y_2^{k+i+1} x_1^{k+i+1}) \quad (5.41)$$

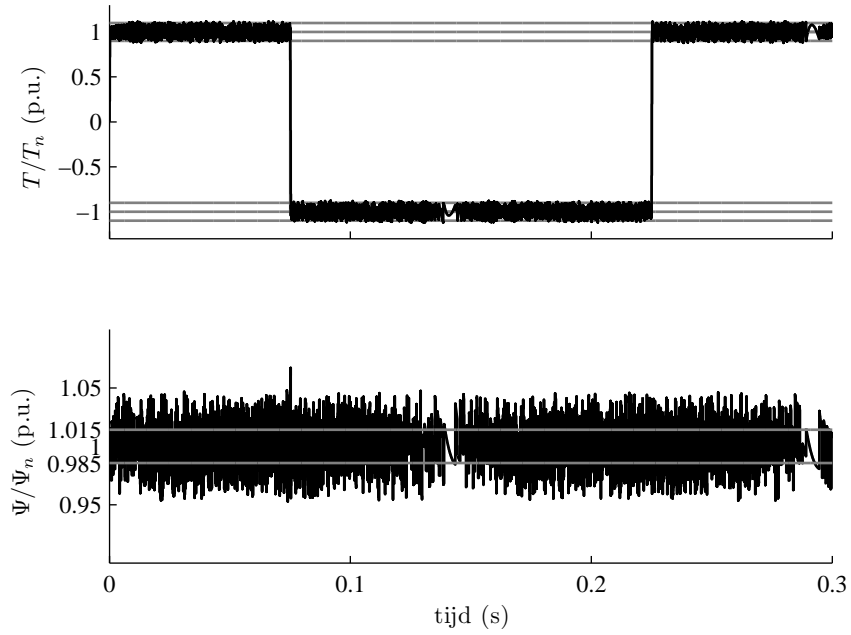
### C. Behaalde controlekwaliteit voor SPMSM

In het vervolg van deze sectie wordt steeds gewerkt met een SPMSM; resultaten met een IM komen aan bod in §5.8. Eens de voorspellingen gedaan zijn, moet de kostenfunctie uitgerekend worden voor alle mogelijke schakeltoestanden. De meest ‘klassieke’ kostenfunctie, met kwadratische fouttermen is dan voor een voorspellingshorizon  $N = 1$ :

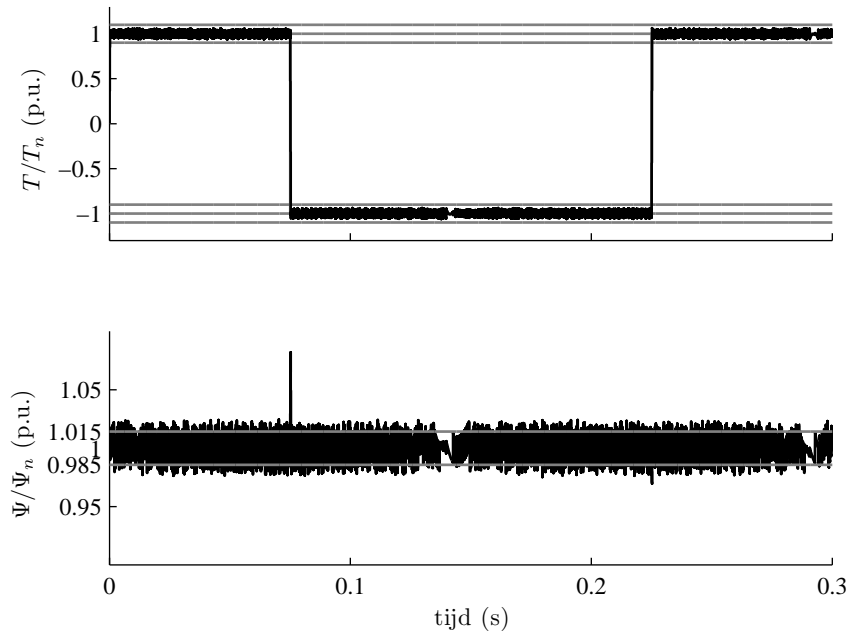
$$J^k = (T^{k+2} - T^*)^2 + W_\Psi (|\Psi_s|^{k+2} - |\Psi_s^*|)^2 \quad (5.42)$$

Deze versie van FS-MBPC wordt onderzocht aan de hand van simulaties met PM-SM1 bij een busspanning van 560V en een update-frequentie van respectievelijk 20 kHz en 40 kHz. De interesse voor een lagere update-frequentie t.o.v. strategieën met een opzoektabel ligt voor de hand: enerzijds is FS-MBPC computationeel zwaarder en moet er dus meer tijd voorzien worden om de berekeningen uit te voeren, anderzijds zou FS-MBPC in staat moeten zijn om ook bij lagere update-frequenties een goede controlekwaliteit te realiseren.

Uit figuren 5.18 en 5.19 blijkt dat FS-MBPC wel degelijk in staat is om fluxmodulus en koppel te controleren, zowel bij 20 kHz als 40 kHz. Ter referentie zijn de hysteresisgrenzen ( $H_T = 0.1$  p.u. en  $H_\Psi = 0.015$  p.u) van de vroeger besproken equivalente digitale DTC-implementatie ook geplot (maar deze hebben hier dus geen directe betekenis). Dezelfde voorwaarden werden gebruikt als in de simulaties van figuur 5.6 p.200 en 5.10 p.207: een torque reversing test met een maximale snelheid van 85% van de nominale waarde. Het is onmiddellijk duidelijk dat de MAE en MSE voor fluxmodulus en koppel beter zijn dan voor de digitale DTC-implementatie (vergelijk met figuur 5.10 p.207): de controlekwaliteit bij 20 kHz is voor FS-MBPC vergelijkbaar met deze van DTC bij 40 kHz, bij 40 kHz presteert het FS-MBPC algoritme bijzonder goed in termen van koppel- en fluxmoduluscontrole. De controlekwaliteit is ook op een aantal andere punten beter dan voor DTC. De fluxmoduluscontrole gaat immers niet verloren bij lage snelheden: indien de fluxmodulus te groot of te klein dreigt te worden, kan de regelaar



Figuur 5.18: Koppel- en fluxcontrole met FS-MBPC, basisstrategie bij  $f_u = 20$  kHz



Figuur 5.19: Koppel- en fluxcontrole met FS-MBPC, basisstrategie bij  $f_u = 40$  kHz

	basis 20 kHz	basis 40 kHz
MAE( $T$ ) (p.u.)	0.0377	0.0198
MSE( $T$ ) (p.u.)	0.00425	0.00290
MAE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0137	0.00679
MSE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0004408	0.000153
$f_s$ (kHz)	3.06	6.10
niet-PPCR (%)	28.15	28.01

Tabel 5.7: Vergelijking van de performantie  $f_u = 20$  kHz en  $f_u = 40$  kHz.

steeds beslissen om te schakelen. De statorfluxmodulus zal slechts uitzonderlijk een grote afwijking kennen ten opzichte van de wenswaarde. Dit treedt op bij de stap in de wenswaarde voor het koppel. Op een dergelijk ogenblik is de koppelfout dermate groot dat de kostenfunctie overheerst wordt door het koppel. FS-MBPC deelt dus de uitstekende dynamische eigenschappen van DTC. Ook bij hoge snelheden kent de regelaar geen problemen om het koppel dicht bij de wenswaarde te houden. Het koppel kent bovendien geen significante gemiddelde afwijking van de wenswaarde en het gemiddelde koppel is dus ook niet langer afhankelijk van de snelheid. In tabel 5.7 worden deze vaststellingen numeriek bevestigd. Bovendien valt meteen op dat de update-frequentie de gemiddelde fout op het koppel en flux bepaalt. Uit de waarden van tabel 5.7 blijkt echter wel dat de schakelfrequentie vrij hoog is in vergelijking met de LT-DTC en direct evenredig is met de update-frequentie. Bovendien is de spanningskwaliteit niet erg goed, bij meer dan één op vier van de schakelacties wordt een omschakeling gedaan die niet conform de PPCR is. Frappant is de directe invloed van de update-frequentie op alle maatstaven (koppel, flux, schakelfrequentie), behalve op de spanningskwaliteit.

De hoge schakelfrequentie is in feite niet verwonderlijk. Bij FS-MBPC kan zich immers geen steady-state instellen en de kostenfunctie (5.42) resulteert in een typische tracking control. Nochtans zal slechts zeer zelden een spanningsvector beschikbaar zijn die zowel de koppel- als fluxwenswaarde exact realiseert. De regelaar zal dus voortdurend, tevergeefs, trachten de toestand dichter bij de wenswaarden te krijgen. In feite stemt dit niet overeen met het gewenste gedrag van de aandrijving. Bij een directe controle is de doelstelling immers eerder het bekomen van een aanvaardbare ogenblikkelijke afwijking dan het bekomen van een minimale regime-afwijking. Daarom wordt onderzocht welke kostenfuncties betere performantie bieden. Toch dient hier opgemerkt te worden dat de FS-MBPC met tracking control nog steeds (zowel bij 20 kHz als bij 40 kHz) op alle maatstaven aanzienlijk beter presteert dan LT-DTC zonder vertraging (wat een vergelijkbare situatie is). Ten koste van een hogere schakelfrequentie en mindere spannings-

kwaliteit wordt een betere koppel- en fluxcontrole bekomen dan het beste resultaat dat mogelijk is met LT-DTC. De kostenfunctie drukt dan ook enkel optimaliteit uit voor koppel- en fluxmoduluscontrole.

### 5.7.2 Wijzigingen in de optimalisatie-stap

Het bekomen gedrag kan verbeterd worden door aanpassingen in de optimalisatie-stap. Hierbij is het cruciaal om te beseffen dat de FS-MBPC-regelaar beter zal presteren naargelang de voorwaarden voor optimaliteit beter geformuleerd worden<sup>14</sup>. Aanpassingen kunnen dus gebeuren door het toevoegen van (conditionele) termen in de kostenfunctie of door zachte begrenzingen en harde begrenzingen te formuleren. Hierbij moet er enkel zorg voor gedragen worden dat het optimalisatieprobleem realiseerbaar (feasible) blijft. Vooral bij het toevoegen van harde begrenzingen bestaat het gevaar op infeasibilities. Hierna worden een aantal aspecten besproken die de koppel- en fluxcontrole verbeteren. De optimaliteitsvoorwaarden kunnen echter ook direct gebruikt worden om een veilige en stabiele werking van de inverter en motor te garanderen. Eisen die met veiligheid en stabiliteit te maken hebben, worden wel bij voorkeur als harde begrenzingen toegevoegd. Twee voorbeelden zijn de volgende kosttermen:

$$\bullet J_{\text{SOA}} = \begin{cases} 0 & \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \leq I_{\text{MAX}} \\ \infty & \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} > I_{\text{MAX}} \end{cases}$$

Door deze kostterm kan gegarandeerd worden dat de inverter steeds binnen zijn stroomgrens (safe operating area) blijft werken. Dit is een groot voordeel ten opzichte van DTC, waar de stromen niet gecontroleerd worden en bij overstroom de aandrijving enkel kan uitgeschakeld worden. Door  $J_{\text{SOA}}$  kan de aandrijving echt tot aan de rand van de SOA werken, met nog steeds een optimale koppel- en fluxcontrole (onder de randvoorwaarde van gelimiteerde stroom).

$$\bullet J_{\delta} = \begin{cases} 0 & \delta \leq \delta_m \\ \infty & \delta > \delta_m \end{cases}$$

Door het toevoegen van een harde begrenzing voor de lasthoek kan steeds vermeden worden dat de aandrijving instabiel wordt. Bij FS-MBPC worden dus alle typische problemen van DTC vermeden.

De bovenstaande harde begrenzingen worden in normale werking maar uitzonderlijk geactiveerd en werden daarom apart besproken. In de rest van deze paragraaf

<sup>14</sup>Opnieuw is de conceptuele eenvoud van het FS-MBPC-algoritme duidelijk: de regelaar zal niet meer doen dan gevraagd wordt door de optimaliteitsvoorwaarden.



worden aanpassingen aan de kostenfunctie besproken die het gedrag tijdens normale werking beïnvloeden.

#### A. Toleranties in plaats van tracking

Net zoals bij het toepassingsvoorbeeld uit hoofdstuk 4, kan het gewenste gedrag van de aandrijving beter beschreven worden door een tolerantieband te definiëren voor het koppel en/of de statorfluxmodulus. De totale kostenfunctie kan gedefinieerd worden als de som van de kostenfuncties voor koppel en fluxmodulus:

$$J^k = J_T^k + J_\Psi^k \quad (5.43)$$

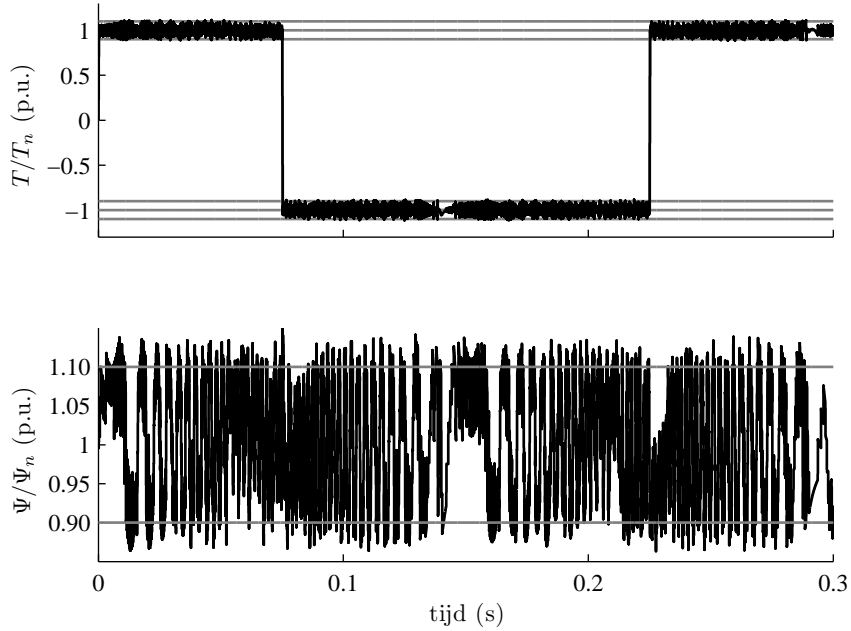
In vergelijking (5.44) is de fluxmoduluskostenfunctie gegeven indien een tolerantieband gedefinieerd wordt voor de statorfluxmodulus.

$$J_\Psi^k = \begin{cases} 0 & 0 \leq |\Delta|\Psi_s|| \leq |\Psi_s|_t \\ W_\Psi(|\Delta|\Psi_s|| - |\Psi_s|_t)^2 & |\Psi_s|_t \leq |\Delta|\Psi_s|| \leq |\Psi_s|_l \\ \infty & |\Delta|\Psi_s|| > |\Psi_s|_l \end{cases} \quad (5.44)$$

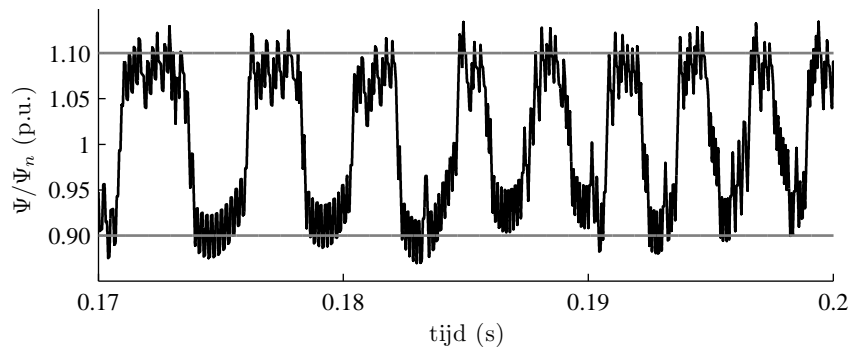
In eerste instantie lijkt het interessant om enkel op de fluxmodulus een tolerantieband te definiëren. Dit naar analogie met de stroom- en capaciteitsspanningscontrole uit hoofdstuk 4: het definiëren van de tolerantieband op de capaciteitsspanning was voldoende om de controle te verbeteren. Ook bij DTC is statorfluxcontrolekwaliteit immers ondergeschikt aan de koppelcontrole, maar dient voldoende goed te zijn om een kwalitatieve koppelcontrole toe te laten. Indien een tolerantieband  $|\Psi_s|_t = 0.10$  p.u. gebruikt wordt en voor het koppel nog steeds een kwadratische foutterm, bekomt men de controle van figuur 5.20. Op het eerste zicht lijkt dit een behoorlijke controle: het koppel wordt nog steeds goed gecontroleerd en de flux blijft grosso modo beperkt tot de tolerantieband. De waarden van tabel 5.8 bevestigen dit, maar tonen ook meteen een probleem aan: de schakelfrequentie is gevoelig hoger en het aantal niet-PPCR conforme omschakelingen is sterk gestegen. In figuur 5.21 is bovendien te zien hoe de controle de statorfluxmodulus wel grotendeels binnen de tolerantieband houdt, maar steeds tegen de boven- of onderzijde. Eens de flux voldoende goed geregeld is, primeert dus duidelijk de koppelcontrole. Op zich is dat niet erg, maar het plotse omschakelen van de bovenkant van de tolerantieband naar de onderkant introduceert wel bijkomende rimpel in de fluxcomponenten en verhoogt dus de THD van de stroom.

Het ongewenste gedrag van de regelaar is dus nog uitvergroot: er zal, tevergeefs, veelvuldig geschakeld worden om het koppel op de wenswaarde te krijgen, maar de ‘belemmering’ van de fluxcontrole valt weg. Daarom dient ook voor de koppelcontrole een tolerantieband gedefinieerd te worden zoals (in (5.45) of (5.46)):

$$J_T^k = \begin{cases} 0 & 0 \leq |\Delta T| \leq T_t \\ (T^{k+2} - T^*)^2 & T_t \leq |\Delta T| \end{cases} \quad (5.45)$$



Figuur 5.20: Verbeterde kostenfunctie: tolerantieband voor de statorfluxmodulus. Voor het koppel zijn ter referentie de vroegere hysteresisbanden ( $T^* - H_T$ ,  $T^*$ ,  $T^* + H_T$ ) getoond in grijs. Voor de flux is de nieuwe tolerantieband weergegeven met de grijze lijnen:  $|\Psi_s| + |\Psi_s|_t$  en  $|\Psi_s| - |\Psi_s|_t$  met  $|\Psi_s|_t = 0.1$  p.u.;  $|\Psi_s|_l = 0.25$  p.u. (niet getoond).



Figuur 5.21: Verbeterde kostenfunctie: tolerantieband voor de statorfluxmodulus, detail van de statorfluxmodulus.

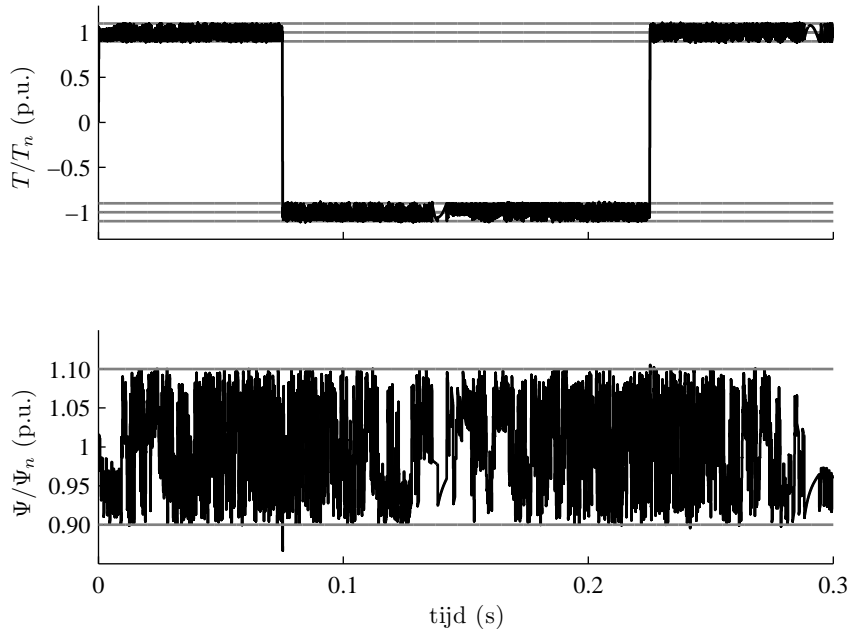
$$J_T^k = \begin{cases} 0 & 0 \leq |\Delta T| \leq T_t \\ (|T^{k+2} - T^*| - T_t)^2 & T_t \leq |\Delta T| \leq T_l \\ W_T(|T^{k+2} - T^*| - T_t)^2 & |\Delta T| > T_l \end{cases} \quad (5.46)$$

De eerste variant (5.45) zal al een relatief grote kost hebben voor het koppel eens de grens van het tolerantiegebied ( $V_t$ ) overschreden wordt en dus het koppel strikter in de band houden, maar de maximale koppelpiek is niet direct beperkt. De tweede variant (5.46) daarentegen is minder streng op overschrijdingen voor excursies uit de tolerantieband, maar bestraft grote afwijkingen erg zwaar indien de bijkomende gewichtsfactor  $W_T$  groot gekozen wordt. Verder zal in dit proefschrift gewerkt worden met de vorm van (5.46). Het verschil in gebruik tussen beide varianten is niet zo groot. Het valt op dat hierbij geen oneindige (of een vaste grote) kost wordt toegekend aan grote koppelfafwijkingen, zoals gedaan werd voor flux en capaciteitsspanning (hoofdstuk 4). De reden ligt in de realiseerbaarheid (feasibility) van het optimalisatieprobleem. Indien een oneindige kost op grote koppelfafwijkingen gehanteerd wordt, kunnen er immers problemen ontstaan bij transiënten in het koppel. Indien er een groot verschil is tussen het huidige koppel en de wenswaarde zullen immers alle mogelijke spanningsvectoren een oneindige kost hebben voor de koppelfoutterm, ongeacht of ze het koppel dichter bij de wenswaarde brengen of niet. Er is dan geen optimale schakeltoestand. Dit is uiteraard verre van gewenst gedrag. Dit ongewenst effect wordt bij zowel (5.45) als (5.46) vermeden. Een andere manier om dit te interpreteren is de volgende: een oneindige kost is een harde begrenzing (constraint) die een aantal schakeltoestanden uitsluit van de optimalisatie, terwijl een verhoogde kost door de gewichtsfactor  $W_T$  een zachte begrenzing is die de feasibility niet verandert<sup>15</sup>.

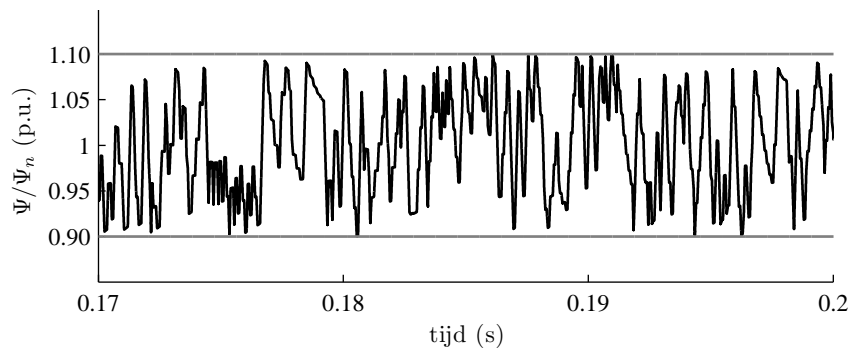
Aansluitend dient ook nog een belangrijke opmerking gemaakt te worden over de implementatie van dit algoritme. Aangezien meerdere schakeltoestanden aanleiding kunnen geven tot koppel- en fluxwaarden in hun tolerantiegebied, kunnen meerdere schakeltoestanden een kost  $J^k = 0$  hebben. Er moet dan een bijkomende voorwaarde opgelegd worden om de optimalisatie mogelijk te maken. Daarom werd hier steeds gekozen voor de toestand die een minimaal aantal omschakelingen nodig heeft. Dit resulteert in een lagere schakelfrequentie en bevordert PPCR-conforme schakelacties. Dit is in feite het conditioneel toevoegen van een extra kostenterm die het schakelen afstraft zoals in (4.41).

In figuur 5.22 is te zien hoe in dit geval zowel de statorfluxmodulus als het koppel grotendeels binnen de tolerantieband blijven. In figuur 5.23 is ook te zien hoe de nadruk nu niet meer overdreven op de koppelcontrole ligt, waardoor de stator-

<sup>15</sup>Ook voor de fluxcontrole geldt in feite dat een oneindige kost aanleiding kan geven tot infeasibilites bij transiënten. Zeker voor IM's kan dit problemen veroorzaken bij het opstarten. Bij een werkelijke implementatie zal een 'oneindige' kost daarom ook als een zeer grote gewichtsfactor gerealiseerd worden.



Figuur 5.22: Verbeterde kostenfunctie: tolerantieband voor de statorfluxmodulus en het koppel. De tolerantiebanden voor koppel ( $[T^* + T_t \ T^* - T_t]$ ) en flux ( $[|\Psi_s| + |\Psi_s|_t \ |\Psi_s| - |\Psi_s|_t]$ ) zijn in het grijs weergegeven.  $|\Psi_s|_t=0.1$  p.u.;  $T_t=0.1$  p.u.;  $T_l = 0.25$  p.u. en  $|\Psi_s|_l = 0.25$  p.u. (niet getoond).



Figuur 5.23: Verbeterde kostenfunctie: tolerantieband voor de statorfluxmodulus en het koppel, detail van de statorfluxmodulus.

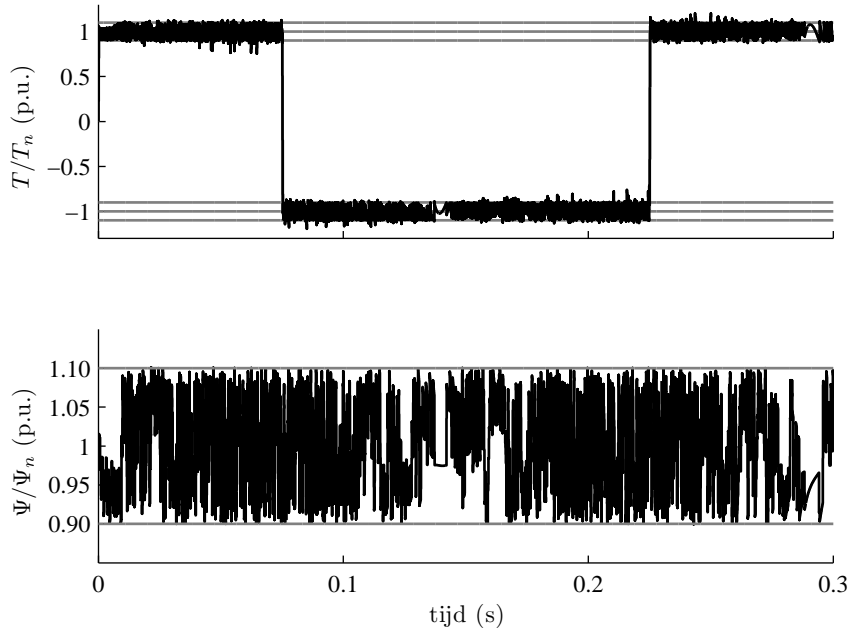
fluxmodulus niet meer tegen een rand van de tolerantieband geduwd wordt. Dat de controle wel degelijk verbeterd is, mag duidelijk zijn uit tabel 5.8: de kleine stijging in MAE voor het koppel is door de tolerantieband onvermijdelijk maar de schakelfrequentie wordt sterk verlaagd en de PPCR wordt nog maar zelden overtreden.

	enkel flux	flux en koppel
MAE( $T$ ) (p.u.)	0.0317	0.0424
MSE( $T$ ) (p.u.)	0.00370	0.00470
MAE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0667	0.0469
MSE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0056	0.0030
$f_s$ (kHz)	3.54	2.31
niet-PPCR (%)	40.02	7.67

Tabel 5.8: Vergelijking van de performantie met een tolerantieband voor de statorfluxmodulus enerzijds en voor koppel en statorfluxmodulus anderzijds.

### B. Nadruk op spanningskwaliteit

De limietgrens van de dubbele tolerantieband zorgt dus voor de introductie van een harde begrenzing (hard constraint) zodat een aantal schakeltoestanden niet meer beschouwd worden in de optimalisatie. Het introduceren van harde en zachte begrenzingen biedt echter ook de mogelijkheid om bij het schakelen steeds zo tussen twee schakeltoestanden te wisselen zodat de PPCR gerespecteerd wordt. Figuur 5.24 toont het resultaat wanneer alleen PPCR-conforme omschakelingen toegelaten worden (harde begrenzing). De koppel- en fluxcontrolekwaliteit is nog steeds goed. De dynamica van de koppelcontrole is wel iets minder goed dan voorheen (een toename van de stijgtijd met 20% van 0.25 naar 0.3 ms), maar nog steeds uitstekend. Uit de waarden van tabel 5.9 blijkt ook duidelijk dat FS-MBPC dus in staat is zowel een goede koppelcontrolekwaliteit als een goede spanningskwaliteit te combineren. Dit zijn eigenschappen die bij opzoektabel-DTC nagestreefd worden, maar zeer moeilijk te bereiken zijn. Bij FS-MBPC kan deze combinatie dus gegarandeerd worden met een superieure controlekwaliteit t.o.v. LT-DTC. Uit figuur 5.24 blijkt wel dat op bepaalde ogenblikken er blijkbaar geen spanningsvector PPCR-conform te bereiken is die beide gecontroleerde variabelen binnen hun tolerantieband houdt. Anders gezegd: de harde begrenzing op de schakeltransitie reduceert de “finite set” zodanig dat er slechts spanningsvectoren overblijven die inferieur zijn voor de koppel- en fluxcontrole. Dit heeft echter geen al te dramatische gevolgen, aangezien bij de volgende update-periode meestal wel een geschikte spanningsvector bereikt kan worden. Hier treedt het koppel buiten zijn band; bij



Figuur 5.24: Verbeterde kostenfunctie: tolerantieband voor de statorfluxmodulus en het koppel, PPCR-conform schakelen.  $|\Psi_s|_t=0.1$  p.u.;  $T_t=0.1$  p.u.;  $T_l=0.25$  p.u. en  $|\Psi_s|_l=0.25$  p.u. (niet getoond).

MAE( $T$ ) (p.u.)	0.0464
MSE( $T$ ) (p.u.)	0.00570
MAE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0489
MSE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0033
$f_s$ (kHz)	2.17
niet-PPCR (%)	0

Tabel 5.9: Resultaten voor PPCR-conform schakelen

een lagere gewichtsfactor  $W_\Psi$  of andere drempelwaarden van  $T_t$  en  $\Psi_t$  kan dit de statorfluxmodulus zijn.

Ook hier is het belangrijk dat er in (5.46) geen harde begrenzing voor het koppel aanwezig is. Anders zou de combinatie van een harde begrenzing op de schakeltransitie en het mogelijks actief worden van harde begrenzingen voor koppel en statorfluxmodulus ervoor kunnen zorgen dat het optimalisatieprobleem niet langer

realiseerbaar (feasible) is. Dit risico bestaat zeker wanneer een transiënt optreedt zoals een stap in de wenswaarde voor het koppel. Om de regeling stabiel te houden moet deze infeasibility ofwel vermeden worden door (5.45) of (5.46) te gebruiken ofwel moet gedefinieerd worden welke actie ondernomen moet worden wanneer de infeasibility optreedt. In [13] ontstaan ook infeasibilities door als eenvoudige kostenfunctie het aantal omschakelingen over een langere voorspellingshorizon te nemen en als harde begrenzingen op te leggen dat het koppel en flux in hun tolerantiegebieden moeten blijven. Het probleem wordt in [13] opgelost door schakeltoestanden die in feite de begrenzingen niet respecteren toch te aanvaarden voor de optimalisatie indien de evolutie van de gecontroleerde variabelen ‘in de juiste richting wijst’. Concreet betekent dit voor de toepassing die hier beschouwd wordt: spanningsvectoren waarvan de voorspellingen voor koppel en flux buiten de limietgrens liggen, maar waarbij de voorspellingen dichterbij de limietgrens liggen dan de huidige toestand worden toch aanvaard.

De oplossing die hier wordt voorgesteld, namelijk (5.45) of (5.46) gebruiken in plaats van een harde begrenzing, is dan aanzienlijk minder ingewikkeld. In principe is een term met hoge gewichtsfactor voor de deelskostenfunctie  $J_\Psi$  in plaats voor  $J_T$  ook mogelijk, maar de voorkeur gaat uit naar de zachte begrenzing op  $J_T$ . Het koppel zal immers de grootste transiënten kennen.

Een ander alternatief bestaat erin ook de harde begrenzing op de schakeltransitie te ‘verzachten’ (bij voorkeur blijft de begrenzing op het koppel ook ‘zacht’ om problemen bij koppeltransiënten te vermijden). Voor veel toepassingen is immers de absolute PPCR-conformiteit niet nodig en is men vooral geïnteresseerd in een goede en zeer dynamische koppelcontrole. Het verzachten van de begrenzing voor de schakeltransitie kan in feite op twee manieren. Een eerste mogelijkheid bestaat erin om een bijkomende term in de kostenfunctie toe te voegen die afstand tussen twee opeenvolgende spanningsvectoren afstraft (zie ook §2.6). Deze heeft dan de volgende vorm:

$$J_{VQ}^k = W_{VQ}(\Delta v_\alpha^2 + \Delta v_\beta^2) \quad (5.47)$$

met  $\Delta v_\alpha = v_\alpha^{k+1} - v_\alpha^k$  en  $\Delta v_\beta = v_\beta^{k+1} - v_\beta^k$ . De moeilijkheid bestaat er dan in om de bijkomende gewichtsfactor voor de spanningskwaliteit  $W_{VQ}$  goed te selecteren zodat bij alle werkingsomstandigheden een voldoende dynamica en spanningskwaliteit gerealiseerd kunnen worden.

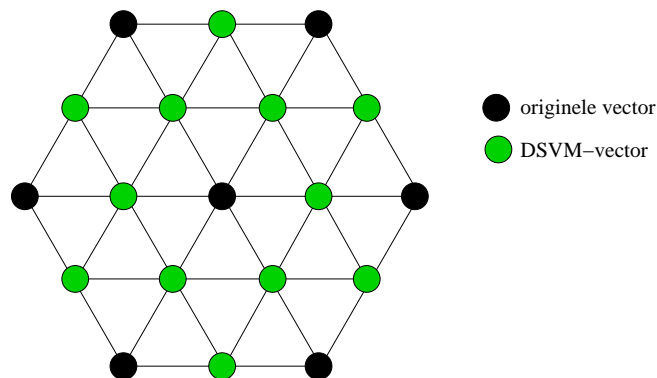
Een tweede, veel interessantere mogelijkheid bestaat erin om de begrenzing op de schakeltransitie een lagere, conditionele prioriteit te geven. Daarbij kan dan de voorwaarde voor PPCR-conform schakelen genegeerd worden indien er geen toegelaten schakeltoestanden zijn die zorgen voor koppel- en fluxafwijkingen die kleiner zijn dan de drempelwaarde (of de limietwaarde). De keuze voor een spanningsvector die dan een niet PPCR-conforme schakeling tot gevolg heeft maar koppel en flux binnen hun band houdt, kan inderdaad ook een goede keuze zijn. Dit

hangt uiteraard sterk af van de toepassing. Met deze methode kan zowel een uitstekende dynamica in transiënten bekomen worden als een goede spanningskwaliteit in regime. Voor veel toepassingen is dit een gewenste situatie waarbij het maximum uit de mogelijkheden van de inverter gerealiseerd wordt, zonder af te stappen van de conceptuele eenvoud van MBPC. Positief is dat bovendien, indien gewenst, er dus echt gekozen kan worden om ofwel de ‘perfecte’ spanningskwaliteit (geen schendingen van de PPCR) af te dwingen ten koste van controlekwaliteit en dynamica ofwel een goede spanningskwaliteit (weinig schendingen van de PPCR) met uitstekende dynamica en controlekwaliteit.

Indien toch een betere controlekwaliteit gecombineerd dient te worden met het steeds PPCR-conform schakelen, kan best de update-frequentie verhoogd worden. Dit vangt de verminderde mogelijkheden van de beperkte “finite set” deels op.

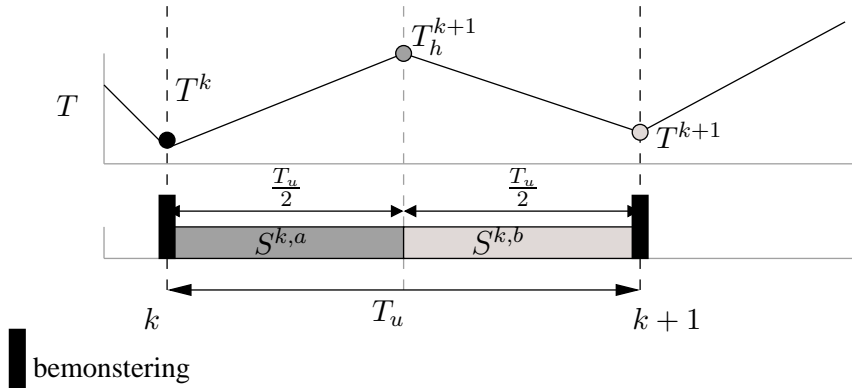
### 5.7.3 Wijzigingen voor de controle-ingangen

Bij een 2L-VSI is het aantal mogelijke waarden voor de schakeltoestand beperkt tot acht. Indien dan nog bijkomende constraints opgelegd worden, is het aantal schakeltoestanden dat beschikbaar is om de optimalisatie uit te voeren erg beperkt. Door gebruik te maken van discrete ruimtevectormodulatie (DSVM) kan echter de grootte van de finite-set uitgebreid worden. Bij DSVM worden binnen één update-periode meerdere spanningsvectoren sequentieel geschakeld. Zo kan bijvoorbeeld  $T_u$  opgedeeld worden in twee helften waarin telkens één schakeltoestand aangehouden wordt. Hierdoor ontstaan er 32 mogelijke schakelsequenties binnen één update-periode die aanleiding geven tot 19 mogelijke ruimtevectoren voor de spanning. Dit wordt geïllustreerd in figuur 5.25, naast de ‘gewone’ spanningsvectoren (6 actieve + nulvector) zijn er bijkomend 6 actieve vectoren met



Figuur 5.25: Uitbreiding van de finite-set door DSVM





Figuur 5.26: Bemonstering en voorspelling bij gebruik DSVM

gereduceerde modulus en 6 actieve vectoren met een hoekverdraaiing t.o.v. de gebruikelijke vectoren. Hetzelfde principe kan ook toegepast worden met kleinere intervallen binnen  $T_u$ . Hoewel het principe gebaseerd is op SVM, zijn er toch een aantal belangrijke verschillen ten opzichte van de klassieke SVM. Ten eerste is de aan-tijd van de spanningsvectoren niet continu te kiezen, maar zijn slechts discrete waarden voor de aan-tijd van de verschillende vectoren mogelijk. Ten tweede wordt de resulterende spanningsvector niet per se uitgemiddeld, maar kan de variatie van de veranderlijken ten gevolge van de twee discrete spanningsvectoren expliciet in rekening worden gebracht. Dit is geïllustreerd in figuur 5.26. Indien de kostenfunctie enkel geëvalueerd wordt op  $T^{k+1}$  wordt het effect van de schakeltoestanden  $S^{k,a}$  en  $S^{k,b}$  uitgemiddeld. Indien de kostenfunctie zowel  $T^{k+1}$  als de tussenliggende waarde  $T_h^{k+1}$  geëvalueerd wordt, is de ogenblikkelijke variatie beschouwd en kunnen te hoge koppelpieken vermeden worden. Bij het bepalen van de toegelaten sequenties van schakeltoestanden kan a priori het respecteren van de PPCR opgelegd worden.

Het gebruik van DSVM laat een betere controlekwaliteit toe bij een relatief lage update-frequentie, zonder de invertortopologie te moeten wijzigen en zonder te moeten inboeten op spanningskwaliteit. In termen van controlekwaliteit en implementatievereisten is dit enigszins vergelijkbaar met een controle aan de hand van een multilevel-inverter, maar dan zonder de bijkomende controledoelstellingen en de redundante vectoren. FS-MBPC voor de besproken 2L-DSVM is dus eenvoudiger te implementeren dan voor een 3L-FCC. Toch is er nog een grote rekenlast, wat waarschijnlijk de reden is dat dit schema nog niet eerder werd voorgesteld. Met de implementatiemethodologie van C.5 is de praktische realisatie erg haalbaar.

#### 5.7.4 Robuustheid van FS-MBPC voor directe koppelcontrole

In hoofdstuk 4 werd aangetoond dat FS-MBPC robuust is voor parametervariëaties. Er wordt immers een globaal minimum gezocht in een meerdimensionale ruimte. Doordat echter de oplossing maar uit een beperkte verzameling kan komen, kan het (in dit geval dan theoretische) globale minimum toch uiterst zelden bereikt worden. Een beperkte afwijking in de parameters van het voorspellingsmodel heeft als effect meestal enkel een verschuiving van dit globale minimum tot gevolg. Hierbij zal voor een korte voorspellingshorizon nog steeds dezelfde discrete schakelactie het dichtst bij dit minimum liggen. Indien grotere afwijkingen in het voorspellingsmodel aanwezig zijn, zal niet langer de optimale schakelactie onderhouden worden. De controlekwaliteit blijft daarbij wel nog behoorlijk goed indien de controlehorizon kort is. Bij het gebruik van een lange voorspellingshorizon is de FS-MBPC-regelaar veel gevoeliger aan parameterafwijkingen.

Naast de typische motorparameters ( $R_s, L_s, \dots$ ) bevatten de toestandsmodellen ook de mechanische toestand(en) van de machine (rotorhoek en/of snelheid) als parameter. Per voorspelling worden deze immers constant verondersteld en als variabele parameter behandeld<sup>16</sup>. Dit betekent dat de rotorpositie en/of snelheid gekend moeten zijn. Op het eerste zicht is dit een groot nadeel t.o.v. opzoektabelgebaseerde DTC en lijkt het voordeel van directe koppelcontrole t.o.v. veldoriëntatie minder groot. Toch is, opnieuw door de robuustheid van de regelaar, de noodzaak voor de kennis van mechanische toestandscomponenten geen echt probleem. Voor de IM moet enkel de snelheid gekend zijn maar zelfs relatief grote schattingsfouten zullen de optimalisatie niet sterk beïnvloeden. Voor de SPMSM moeten zowel  $\theta$  als  $\omega$  gekend zijn.

De robuustheid van de regelaar wordt nog verbeterd door gebruik te maken van de tolerantiebanden in de kostenfunctie. Zolang er schakeltoestanden zijn waarvoor de koppel- en fluxvoorspelling binnen de respectievelijke tolerantiebanden ligt, is de kost immers gedefinieerd door het aantal omschakelingen die nodig zijn om de respectievelijke schakeltoestanden te bereiken. De optimaliteit is met andere woorden uitgedrukt door het minimaliseren van de schakelacties. Beperkte parameterfouten gaan dan zelden invloed hebben (uitzonderlijk zal een schakelactie geselecteerd worden die de toestand buiten de banden doet evolueren of zal er een toestand niet beschouwd worden die net wel binnen de tolerantiebanden ligt).

<sup>16</sup>Voor een zeer lange voorspellingshorizon kan de rotorhoek ook best en eenvoudig voorspeld worden uit de rotorsnelheid, voor korte horizon maakt dit geen enkel verschil.)

## 5.8 Modellen voor de voorspellingsstap bij FS-MBPC van inductiemachines

Tot nu toe werd slechts één mogelijk voorspellingsmodel beschouwd, zowel voor de inductiemachine als voor de twee beschouwde types PMSM, namelijk het niet-lineaire dynamische model dat volgt uit de beschrijving van de machine in het kader van de ruimtevectoren of equivalente tweefasige, gemeenschappelijk roterende referentiestelsels. Voor de voorspellingsstap zijn er echter evengoed andere modellen mogelijk. De nodige rekenkracht, de nauwkeurigheid en de parameterafhankelijkheid zijn belangrijke aspecten bij het beoordelen van mogelijke voorspellingsmodellen voor FS-MBPC-implementaties.

In de literatuur worden voornamelijk toestandsmodellen gebruikt voor de voorspellingsstap. Daarbij kunnen volledige modellen [13, 15, 97] of sterk vereenvoudigde en/of gelineariseerde modellen [13] gebruikt worden.

Hier worden drie mogelijke modellen vergeleken voor de voorspelling bij directe koppelcontrole van inductiemachines. Hierbij wordt gebruik gemaakt van de resultaten voorgesteld in [49, 50], een uitgebreidere behandeling van de besproken voorspellingsmodellen kan daar dan ook teruggevonden worden. Eerst wordt het analytische toestandsmodel besproken ter referentie. Vervolgens komt een black-box modellering van de inductiemachine aan bod. Daarvoor wordt de responsie van de inductiemachine op aangelegde spanningsvectoren aangeleerd aan een artificieel neurale netwerk (ANN). Tenslotte wordt een grey-box modellering gebruikt voor het voorspellen van de machine. Daarbij wordt een vereenvoudigd parametrisch model opgesteld waarbij a priori slechts minimale veronderstellingen omtrent de werking van de machine gedaan worden.

### 5.8.1 Analytisch model van de machine

Ter referentie wordt een analytisch voorspellingsmodel genomen dat gebaseerd is op de machinevergelijkingen in het  $\alpha\beta$ -stelsel. Alle vergelijkingen worden uitgedrukt in de statorstroomcomponenten  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  en de statorfluxcomponenten  $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$ . Op basis van een Euler-dicretisatie wordt dan het volgende stelsel bekomen<sup>17</sup>:

<sup>17</sup>Merk op dat deze en de volgende vergelijkingen in feite compacter kunnen geschreven worden als toestandsmodel, zoals vroeger in dit proefschrift en dit hoofdstuk. Er wordt hier echter geopteerd voor deze formulering om het verband bij de alternatieve voorspellingsmodellen duidelijker te stellen.

$$\begin{cases} \frac{\Delta \Psi_{s\alpha}}{T_u} = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ \frac{\Delta \Psi_{s\beta}}{T_u} = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \\ \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_u} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( -R_r \frac{L_s}{L_r} i_{s\alpha} - \omega \sigma L_s i_{s\beta} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{s\alpha} + \omega \Psi_{s\beta} + \frac{\Delta \Psi_{s\alpha}}{T_u} \right) \\ \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_u} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( -R_r \frac{L_s}{L_r} i_{s\beta} + \omega \sigma L_s i_{s\alpha} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{s\beta} - \omega \Psi_{s\alpha} + \frac{\Delta \Psi_{s\beta}}{T_u} \right) \end{cases} \quad (5.48)$$

Dit model kan dus zowel voor de schattingsstap als de voorspellingsstap gebruikt worden. Als ingang van het model worden de gemeten statorstroomcomponenten ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ) en de gemeten of geschatte motorsnelheid  $\omega$  gebruikt. Daarnaast worden ook de geschatte statorfluxcomponenten  $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$  als ingang gebruikt. De voorspelde stroom- en fluxcomponenten worden dus:

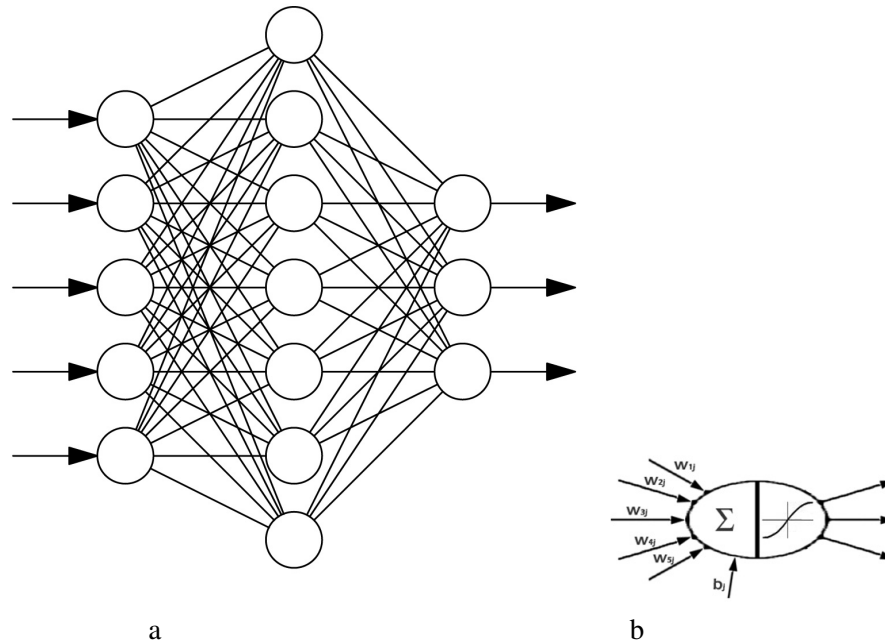
$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha}^{k+1} = \Psi_{s\alpha}^k + \Delta \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta}^{k+1} = \Psi_{s\beta}^k + \Delta \Psi_{s\beta} \\ i_{s\alpha}^{k+1} = i_{s\alpha}^k + \Delta i_{s\alpha} \\ i_{s\beta}^{k+1} = i_{s\beta}^k + \Delta i_{s\beta} \end{cases} \quad (5.49)$$

Met de berekende stromen en fluxen in de volgende update-periode worden vervolgens de statorfluxmodulus  $|\Psi_s|$  en koppel  $T$  voorspeld:

$$\begin{cases} |\Psi_s|^{k+1} = \sqrt{(\Psi_{s\alpha}^{k+1})^2 + (\Psi_{s\beta}^{k+1})^2} \\ T^{k+1} = \frac{3}{2} N_p (\Psi_{s\alpha}^{k+1} i_{s\beta}^{k+1} - \Psi_{s\beta}^{k+1} i_{s\alpha}^{k+1}) \end{cases} \quad (5.50)$$

### 5.8.2 Neuraal-netwerk-voorspellingsmodel van de machine: Neural Predictive Control

De voorspelling van de statorfluxmodulus en het koppel is gebaseerd op de voorspelling van de statorfluxcomponenten en -stromen. Deze voorspelling is eigenlijk een mapping van enerzijds de machinetoestand en anderzijds de mogelijke spanningsvectoren naar  $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ . Om dergelijke afbeeldingen vanuit één toestandsruimte naar een andere te modelleren en te realiseren, is in de literatuur al bijzonder succesvol gebruik gemaakt van back-propagation artificiële neurale netwerken (ANN). Daarom werden de mogelijkheden onderzocht om de voorspellingsstap van het FS-MBPC algoritme aan de hand van dergelijke back-propagation ANN's uit te voeren. De uitgebreide resultaten zijn terug te vinden in [50], hier worden de belangrijkste eigenschappen en conclusies op een rijtje gezet. Daartoe wordt eerst kort het back-propagation ANN besproken. Vervolgens komen enkele mogelijke vormen van het netwerk aan bod.



Figuur 5.27: (a) BP-ANN met verbonden neuronen (b) Eén neuron

#### A. Het back-propagation ANN

Een artificieel neurale netwerk bestaat uit een aantal onderling sterk geconnecteerde neuronen die de computationele eenheden van het netwerk vormen. Het back-propagation ANN (BP-ANN) is slechts één van de vele soorten ANN's die in de literatuur voorgesteld zijn [53, 56]. Wel is het waarschijnlijk het ANN dat in de praktijk het vaakst toegepast wordt. Deze brede toepassing dankt het BP-ANN aan de beschikbaarheid en relatieve eenvoud van een algoritme om het netwerk te trainen en ook tijdens de werking te laten bijleren. Het BP-ANN is een ANN met verschillende lagen die unidirectioneel doorlopen worden en waarvan de neuronen monotoon stijgende en continu differentieerbare activatiefuncties bezitten [53, 56]. In figuur 5.27a is een voorbeeld gegeven van een BP-ANN met 5 ingangen, 3 uitgangen en 7 zogenaamde verborgen neuronen. Dit voorbeeld wordt een netwerk met 2 lagen (1 verborgen laag en 1 uitgangslaag) genoemd. De informatie doorloopt het netwerk van links naar rechts. Elk neuron bezit de structuur van figuur 5.27b waarbij een gewogen som genomen wordt van de ingangen (de waarde van de verbinding van neuron  $i$  naar neuron  $j$  wordt vermenigvuldigd met een gewichtsfactor  $w_{ij}$ ). Bij deze gewogen som wordt een biaswaarde  $b_j$  opgeteld. De totale

som wordt aan een activatiefunctie  $\sigma$  aangelegd. Deze activatiefunctie kan verschillende vormen aannemen; lineaire, sigmoïdale of tan-sigmoïdale (tanh-functie) activatiefuncties zijn het meest gebruikt. De activatiefunctie bepaalt in welke mate de gewogen som als ingang dient voor een volgende laag neuronen. Het is dus duidelijk dat bij een gegeven gewichtsverdeling  $w_{ij} \forall i, j$  en  $b_j \forall j$  het BP-ANN een afbeelding vormt van de ingangswaarden naar de uitgangswaarden.

Men kan zich natuurlijk afvragen welke functies of afbeeldingen tussen ingangswaarden en uitgangswaarden kunnen gerealiseerd worden door een BP-ANN. In [56] wordt bewezen dat een limieteigenschap geldt die stelt dat een willekeurige functie in een continu domein tot een oneindige precisie kan benaderd worden door een BP-ANN indien minimaal twee lagen (dus minimaal één verborgen laag) met een voldoende groot aantal neuronen en een sigmoïdale of tan-sigmoïdale activatiefunctie gebruikt wordt.

De limietstelling maakt dus duidelijk dat in principe elke functie kan gerealiseerd worden en dat de nauwkeurigheid vergroot met een toenemend aantal neuronen. De stelling doet echter geen enkele uitspraak over het aantal neuronen dat nodig is, voor sommige functies zal dus een onrealistisch aantal neuronen nodig zijn. Merk ook op dat er a priori dus geen enkele veronderstelling over de werking van de machine moet gedaan worden om tot een goede afbeelding te komen. Uiteraard is het wel nodig om de juiste toestandsvariabelen te herkennen die als ingang en uitgang gewenst zijn.

Natuurlijk moeten de takgewichten  $w_{ij} \forall i, j$  en de biases  $b_j \forall j$  goed gekozen worden om een goede afbeelding te krijgen. Men spreekt van het trainen van het netwerk of het aanleren van de functie aan het netwerk<sup>18</sup>. Het grote succes van BP-ANN's ligt in de procedure die kan gebruikt worden om de netwerken te trainen [56]. Hierbij worden ingangswaarden aan het netwerk aangeboden. Door het vergelijken van de bekomen uitgangswaarden met de 'gewenste' uitgangswaarden kunnen de takgewichten en biaswaarden aangepast worden zodat de fout in de uitgangswaarde geminimaliseerd wordt. Omdat de uitgangen dus in een aanpassingsalgoritme worden gebruikt, noemt men dit back-propagation. Voor deze aanpassing zijn vele algoritmes grondig bestudeerd in de literatuur en deze zijn ook beschikbaar in software zoals de Neural Network Toolbox van Matlab. Het trainen van het netwerk kan zowel online als offline gebeuren. Uiteraard is de online implementatie veel veeleisender doordat ook het aanpassingsalgoritme geïmplementeerd moet worden. Anderzijds biedt het een groot voordeel aangezien een online getraind netwerk van nature adaptief is en dus ook bij variërende werkomstandigheden het voorspellingsmodel zal aanpassen. Daarbij dient wel opgemerkt te worden dat het ANN voldoende goed geïnitieerd moet zijn om scha-

<sup>18</sup>Aangezien ANN's tot de wereld van artificiële intelligentie behoren, worden nogal vaak cognitieve termen gebruikt.

de aan de aandrijving te vermijden. In dit proefschrift en [50] wordt echter enkel offline back-propagation beschouwd.

### B. Mogelijkheden van het BP-ANN als voorspellingsmodel

Voor het gebruik van een BP-ANN als voorspellingsmodel zijn er uiteraard verschillende mogelijkheden. Alle versies maken gebruik van de 5 toestandscomponenten  $[\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \omega]$  en 2 spanningscomponenten  $[v_{s\alpha}, v_{s\beta}]$  als ingang, net zoals (5.48) voor het analytisch model. Hierbij zijn de waarden van  $\Psi_{s\alpha}$  en  $\Psi_{s\beta}$  geschat (zie hoofdstuk 6 voor statorfluxschatting). Voor de uitgangswaarden zijn er echter meer mogelijkheden. Ten eerste moet er gekozen worden tussen het voorspellen van de volgende elektrische systeemtoestand  $[\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}]$  of de volgende toestand van de gecontroleerde variabelen  $[|\Psi_s|, T]$ . Ten tweede moet er gekozen worden tussen één netwerk dat alle uitgangswaarden levert (gecombineerde identificatie) of meerdere netwerken (één per uitgangswaarde bijvoorbeeld, individuele identificatie). Als derde keuze tenslotte kan er zowel gekozen worden om een absolute voorspelling te doen waarbij de uitgangswaarde op update  $k + 1$  berekend wordt, of een incrementele voorspelling waarbij de wijziging tussen  $k$  en  $k + 1$  voor de uitgangswaarde voorspeld wordt.

In [50] zijn al deze mogelijkheden bestudeerd. Voor de interessantste varianten wordt geëvalueerd hoe goed het BP-ANN de uitgangswaarden kan voorspellen. De gebruikte BP-ANN's hebben een tan-sigmoïdale (tanh) activatiefunctie voor alle neuronen. De ANN's werden gerealiseerd en getraind met de Neural Network Toolbox van Matlab. Er wordt de keuze gemaakt om met individuele identificatie te werken. De keuze tussen gecombineerde en individuele netwerken is in feite een afweging tussen een aantal implementatie-aspecten. Individuele netwerken zijn immers eenvoudiger te trainen, wat zowel het bestuderen ervan als de eventuele online adaptatie vereenvoudigt. Anderzijds zijn gecombineerde netwerken mogelijk kleiner voor dezelfde nauwkeurigheid op de uitgangswaarden. Ook voor de keuze tussen absolute en incrementele voorspellingen is duidelijk dat incrementele voorspellingen de voorkeur genieten, de grootte-orde van de variabele ligt immers al vast (door de meting). Het is vooral de richting van de verandering die belangrijk is voor de voorspelling (zie ook DTC en FS-MBPC). Het is dus opnieuw het onderscheidend vermogen van de voorspelling tussen de verschillende controle-ingangen dat belangrijk is.

Voor de keuze tussen netwerken met  $[\Delta\Psi_{s\alpha}, \Delta\Psi_{s\beta}, \Delta i_{s\alpha}, \Delta i_{s\beta}]$  (direct NP-DTC, D-NP-DTC genoemd) of  $[\Delta|\Psi_s|, \Delta T]$  (model variable NP-DTC, MV-NP-DTC genoemd) wordt in [50] aangetoond dat voor eenzelfde numerieke nauwkeurigheid het nodige aantal neuronen veel hoger is bij de D-NP-variant dan de MV-NP-variant. Dit is duidelijk uit tabel 5.10, waar de behaalde voorspellingsnauwkeurigheid is gegeven voor de uitgangswaarden met de MV-NP- en D-NP-variant voor

# VN	Direct NP				Model Variable NP	
	$\frac{d\hat{\Psi}_{s\alpha}}{dt}$	$\frac{d\hat{\Psi}_{s\beta}}{dt}$	$\frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt}$	$\frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt}$	$\frac{d \hat{\Psi}_s }{dt}$	$\frac{d\hat{\tau}}{dt}$
1	5,47%	0,74%	9,08%	9,00%	37,92%	13,54%
2	0,43%	0,18%	4,98%	5,03%	29,61%	11,22%
3	0,38%	0,49%	4,96%	1,15%	20,95%	7,71%
6	0,42%	0,06%	0,85%	0,71%	9,11%	3,74%
10	0,09%	0,13%	0,63%	0,71%	6,36%	0,99%
15	0,10%	0,15%	0,42%	0,34%	5,12%	0,68%

Tabel 5.10: De procentuele MAE voor de ANN-voorspelling bij incrementele neurale identificatie van een inductiemachine, # VN geeft het aantal neuronen in de verborgen laag aan.

een verschillend aantal neuronen. Dat de D-NP-variant een groter netwerk nodig heeft, mag ook niet verwonderen. Deze variant moet immers vergelijking (5.50) mee modelleren. Zowel voor de berekening van het koppel en (vooral) de berekening van de modulus moeten dus niet-lineaire functies benaderd worden. Naast dit feit heeft de D-NP-variant nog een nadeel: het beperkt de maximale voorspellingshorizon intrinsiek tot één update-periode.

Hoewel tabel 5.10 duidelijk toont dat voor grote netwerken de toestandscomponenten erg nauwkeurig kunnen voorspeld worden met BP-ANN's, is waarschijnlijk de belangrijkste vaststelling het feit dat zelfs kleine netwerken behoorlijke voorspellingen opleveren. Voor respectievelijk 1 en 2 neuronen in de verborgen laag zijn de voorspellingen voor statorflux- en statorstroomcomponenten al erg aanvaardbaar. Simulaties tonen dan ook aan dat het verschil in controlekwaliteit niet groot is tussen MV-NP met telkens 15 verborgen neuronen ( $MAE(T)=1.78\%$ ,  $MAE(|\Psi_s|)=1.15\%$ ) dan wel 1 en 2 verborgen neuronen voor flux- en stroomcomponenten ( $MAE(T)=1.89\%$ ,  $MAE(|\Psi_s|)=1.36\%$ ). De maximale koppelfwijking is wel wat hoger in het tweede geval. Een bijkomend interessant resultaat is het feit dat in een extreem geval waarbij slechts 1 neuron wordt gebruikt voor de flux-componenten en ook maar 1 neuron voor de stroomcomponenten, nog een behoorlijke koppelcontrole bekomen wordt. Het koppel zal hierbij wel afhangen van de snelheid, net zoals bij DTC. Bij een dergelijk klein netwerk wordt klaarblijkelijk de invloed van de snelheid niet goed meer gemapt.

### 5.8.3 Grey-box model van de machine

Tot nu toe werden twee types voorspellingsmodellen behandeld, enerzijds de analytische en anderzijds het BP-ANN. Het eerste type is volledig gesteund op de fy-



sische werking van de machine, de parameters zijn fysisch (zij het geïdealiseerd). Voor het ANN daarentegen is de machine een black box, de werking hoeft helemaal niet gekend te zijn, er wordt enkel een uitgangssset geassocieerd met een ingangssset (zeker voor het D-NP schema). Het is dus duidelijk dat het mogelijk moet zijn om een grey-box voorspellingsmodel te construeren dat wel gebaseerd is op kennis omtrent de fysische werking, maar niet onmiddellijk het volledige dynamische model gebruikt.

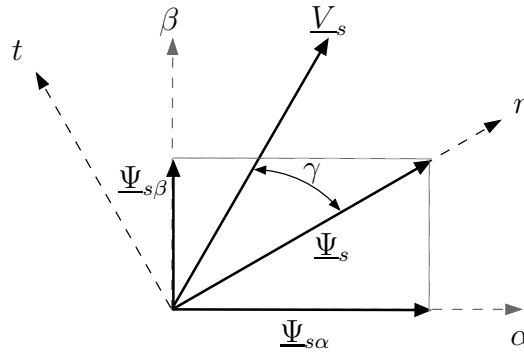
Daarom kan er gesteund worden op de basisprincipes van DTC. Zoals reeds eerder uitgebreid besproken, kan de principiële werking eenvoudig begrepen worden door de spanningsvector volgens (5.15-5.16) te ontbinden in een radiale en tangentiële component. Daarbij wordt in een eerste benadering verondersteld dat de radiale de statorfluxmodulus wijzigt en de tangentiële component het koppel. Bovendien worden enkel deze invloeden in rekening gebracht. Op basis hiervan wordt dan de richting van de verandering voorspeld en een schakelbeslissing genomen. Indien nu echter op een soortgelijke, eenvoudige basis niet alleen de richting maar ook de grootte van de verandering kan voorspeld worden, kan een vereenvoudigd voorspellingsmodel gebruikt worden. Bovendien kunnen dan andere invloeden, zoals de snelheid, ook in rekening gebracht worden. Er wordt dus gezocht naar een voorspellingsmodel dat op basis van gemeten waarden van  $[i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \omega]$ , de mogelijke spanningsvectoren  $\underline{V}_i$  en de hoek tussen deze vectoren en de statorfluxvector  $\gamma_i$  de verandering van de statorfluxmodulus en het koppel kan voorspellen. Het vooropgestelde verband tussen de ingangsvariabelen moet daarbij een uitbreiding zijn van (5.15-5.16) en wordt een directe voorspellingsfunctie genoemd.

Daartoe werd in [50] onderzocht of zo'n grey-box modellering succesvol kan zijn. Er wordt vooropgesteld dat de voorspellingsfuncties voor de actieve vectoren moeten voldoen aan de volgende vorm:

$$\frac{d|\Psi_s|}{dt} = A_1 \cos(\gamma - F_1) + O_1 \quad (5.51)$$

$$\frac{dT}{dt} = A_2 \sin(\gamma - F_2) + O_2 \quad (5.52)$$

De zes voorspellingsparameters zijn daarbij afhankelijk van de toestand van de machine, dus  $A_1(\mathbf{x})$ ,  $A_2(\mathbf{x})$ ,  $F_1(\mathbf{x})$ ,  $F_2(\mathbf{x})$ ,  $O_1(\mathbf{x})$ ,  $O_2(\mathbf{x})$ . Om de zaken wat te vereenvoudigen worden de vijf vrijheidsgraden van het model echter gereduceerd naar drie vrijheidsgraden. Deze dimensionele reductie voor de vector  $\mathbf{x}$ , wordt gerealiseerd door over te gaan op een ogenblikkelijk synchroon statorfluxreferentiestelsel  $rt$ , zoals afgebeeld in figuur 5.28. Hierdoor is  $\Psi_{s,t} \equiv 0$  en valt al één vrijheidsgraad weg. Door bovendien de statorfluxmodulus (of dus  $\Psi_{s,r}$ ) constant te veronderstellen, wordt ook deze een parameter en wordt opnieuw de orde met één verlaagd. De toestand van de machine is nu  $\mathbf{x} = [i_{s,r}, i_{s,t}, \omega]$ . In het  $rt$  referentiestelsel is  $\gamma$  de (variabele!) hoek van de statorspanningsvectoren.

Figuur 5.28: Het ogenblikkelijk synchroon  $rt$ -referentiestelsel.

Niet alle voorspellingsparameters zijn even afhankelijk van alle toestandscomponenten. Daarom worden een groot aantal simulaties uitgevoerd over de volledige driedimensionale toestandsruimte. Hieruit worden de relevante toestandscomponenten voor elke voorspellingsparameter geïdentificeerd. Dit levert de volgende afhankelijkheden op:

$$A_1 = A \quad (5.53)$$

$$A_2 = C + Dx_1 \quad (5.54)$$

$$F_1 = 0 \quad (5.55)$$

$$F_2 = Ex_2 \quad (5.56)$$

$$O_1 = Bx_1 \quad (5.57)$$

$$O_2 = Fx_3 + Gx_3x_1 + Hx_2 \quad (5.58)$$

De voorspellingsfuncties worden dan in functie van  $\gamma$ , de toestand  $\mathbf{x}$  en de constanten  $A$  tot  $H$ :

$$\frac{d|\Psi_s|}{dt} = A \cos(\gamma) + Bx_1 \quad (5.59)$$

$$\frac{dT}{dt} = (C + Dx_1) \sin(\gamma - Ex_2) + Fx_3 + Gx_3x_1 + Hx_2 \quad (5.60)$$

De waarden van de constanten  $A$  tot  $H$  kunnen dan gefit worden aan de hand van de simulatiereeks. Omgekeerd kan dan de nauwkeurigheid van de voorspellingsfuncties nagegaan worden door de bekomen voorspellingen te vergelijken met de simulaties.

Vervolgens kunnen de voorspellingsfuncties gebruikt worden in FS-MBPC. Hieruit blijkt dat niet alle acht constanten  $A$  tot  $H$  nodig zijn om tot een goede voorspelling te komen. De constanten  $B$ ,  $E$ ,  $G$  en  $H$  hebben slechts een beperkte invloed

op de voorspellingen. Het includeren van deze constanten verbetert wel de nauwkeurigheid van de voorspellingen, maar bij de optimalisatie levert dit zelden de selectie van andere spanningsvectoren op. De constante  $D$  heeft ook weinig invloed indien de statorflux zich dicht bij de wenswaarde bevindt. Anders moet deze zeker geïncludeerd worden. De constanten  $A$ ,  $C$  en  $F$  zijn echter essentieel voor een goede controle. Indien  $F$  verwaarloosd wordt, is de koppelcontrole opnieuw sterk snelheidsafhankelijk (zoals bij digitale implementaties van LT-DTC met de Takahashi-tabel, zie ook figuur 5.10). De voorspellingsfuncties kunnen dus benaderd worden door

$$\frac{d|\Psi_s|}{dt} = A \cos(\gamma) \quad (5.61)$$

$$\frac{dT}{dt} = C \sin(\gamma) + F x_3 \quad (5.62)$$

A posteriori is dit niet verwonderlijk. Uitgaande van de spanningsvergelijking in het  $rt$ -referentiestelsel (vergelijkingen (5.26)-(5.27)) kunnen  $\frac{d|\Psi_s|}{dt}$  en  $\frac{d\delta}{dt}$  geschreven worden als:

$$\frac{d|\Psi_s|}{dt} = V \cos(\gamma) - R_s i_{sr} \quad (5.63)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{1}{\Psi_s} (V \sin(\gamma) - R_s i_{st}) - \omega \quad (5.64)$$

Rekening houdend met het feit dat volgens vergelijkingen (5.13)-(5.14)  $\frac{d\delta}{dt}$  evenredig is met  $\frac{dT}{dt}$  (waarbij de evenredigheidsconstante afhangt van de werkingstoestand), is de vorm van de voorspellingsfuncties niet onverwacht en is zeker het belang van  $A$ ,  $C$  en  $F$  duidelijk. Dit betekent in feite ook dat dezelfde resultaten als met de grey-box modellering kunnen bekomen worden door een analytische uitdrukking voor (5.63) en door vergelijking (5.62) via simulaties of metingen te fitten.

Het gebruik van deze directe voorspellingsfunctie heeft als voordeel dat de rekenlast laag is. Het heeft echter ook twee belangrijke nadelen. Doordat direct de statorflux- en koppelwijzigingen voorspeld worden en niet de volgende systeemtoestand, kan dit model niet gebruikt worden in de schattingsstap van het algoritme. Dit kan echter opgevangen worden door de reeds besproken voorspellende bemonstering (zie §5.5.4 toe te passen). Een belangrijker nadeel is dat de directe voorspelling intrinsiek geen uitgebreidere voorspellingshorizon toelaat.

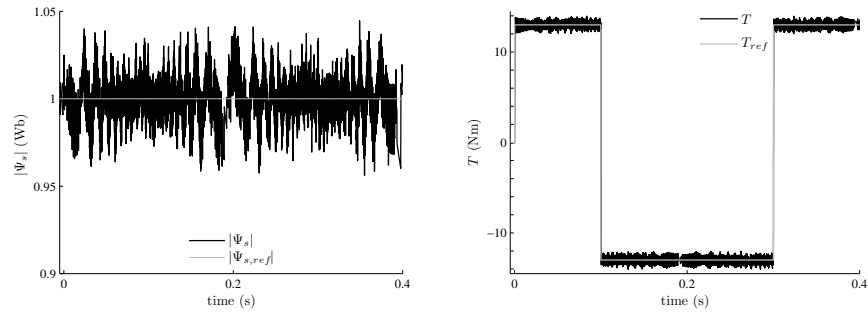
#### 5.8.4 Vergelijking tussen de bekomen controles: simulatie

Voor de directe koppelcontrole met FS-MBPC wordt opnieuw een voorspellingshorizon van één update-periode gebruikt. Bij de optimalisatie worden kwadratische

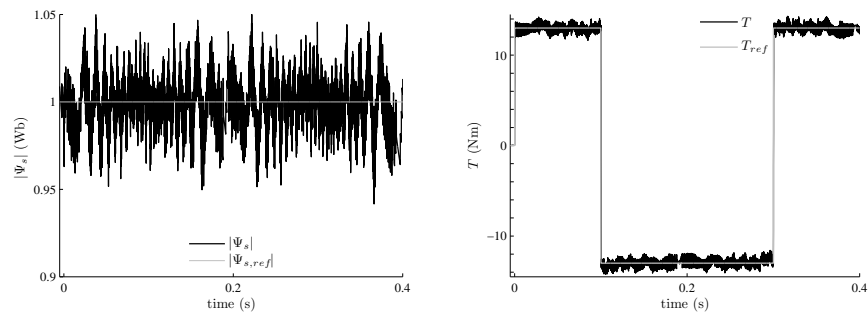
fouttermen gebruikt in de kostenfunctie. In per unit is de gewichtsfactor gelijk aan 1 gekozen. De parameters van de inductiemachine zijn te vinden in bijlage C.8.1. Voor de simulaties is  $V_{DC}=560V$  en  $f_u = \frac{1}{T_u} = 20$  kHz en wordt een situatie beschouwd waarin de referentie voor de statorfluxmodulus gelijk is aan de nominale waarde. De wenswaarde voor het koppel is opnieuw een torque reversing test opgelegd tussen  $+T_n$  en  $-T_n$ . De maximale snelheid is 75% van de nominale snelheid. De inductiemachine werkt dus tijdens de test in alle kwadranten. Hierna wordt steeds dezelfde versie van FS-MBPC gebruikt, enkel het model waarmee de voorspellingen bekomen worden, varieert.

De bekomen statorflux- en koppelcontrole met het analytische voorspellingsmodel is getoond in figuur 5.29. Beide gecontroleerde variabelen blijven dicht bij de wenswaarde. In figuur 5.30 worden de resultaten getoond voor de voorspelling met het BP-ANN in de MV-variant met respectievelijk 1 en 2 neuronen voor de statorflux- en stroomcomponenten. Het is duidelijk dat de statorfluxmodulus en het koppel nog steeds dicht bij de wenswaarden blijven, maar er is enige oscillatie in de omhullende van het koppel waar te nemen. Wanneer meer neuronen gebruikt worden in het netwerk worden de voorspellingen nauwkeuriger en zal de controlekwaliteit (en de schakelacties!) deze van de MBPC met analytisch voorspellingsmodel benaderen. In figuur 5.31 tenslotte zijn de resultaten getoond voor de FS-MBPC met het grey-box voorspellingsmodel. Hierbij zijn enkel de parameters  $A$ ,  $C$  en  $F$  gebruikt. De resultaten sluiten nauw aan bij deze bekomen met het analytische model. De rekenlast is echter bijzonder laag.

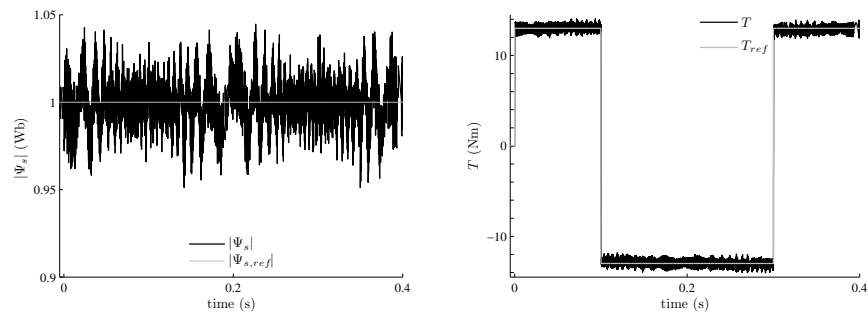
Een BP-ANN dat getraind wordt door de back-propagation methode gaat uit van een black box en kan dus elke machine modelleren. Dit biedt een aantal belangrijke voordelen. Ten eerste kan het voorspellingsmodel zowel gebruikt worden voor inductiemachines als voor permanent-magneetbekerachtigde machines. Er dient wel opgemerkt te worden dat het aantal nodige neuronen kan afhangen van het type machine. Ten tweede kan het ANN eenvoudig een aantal bijkomende effecten (verzadiging, kleeftkoppels, ...) modelleren die typisch niet opgenomen worden in analytische modellen (veelal wegens de grote niet-lineariteit en de moeilijkheid om de parameters te bekomen). Dit is vooral van belang indien metingen gebruikt worden voor de training (of voldoende gedetailleerde simulatieresultaten, bijvoorbeeld bekomen met eindige-elementenberekeningen). Afsluitend moet opgemerkt worden dat adaptieve versies van het BP-ANN zeer natuurlijk zijn (per definitie van het back-propagation algoritme) en dus eenvoudiger te implementeren dan adaptieve versies van de analytische modellen. Online adaptatie dient echter omzichtig te gebeuren: er moet immers vermeden worden dat het netwerk ‘overtrained’ geraakt doordat de motor langdurig in éénzelfde werkingstoestand blijft. De plasticiteit van het ANN biedt dus wel degelijk een aantal nog verder te onderzoeken mogelijkheden.



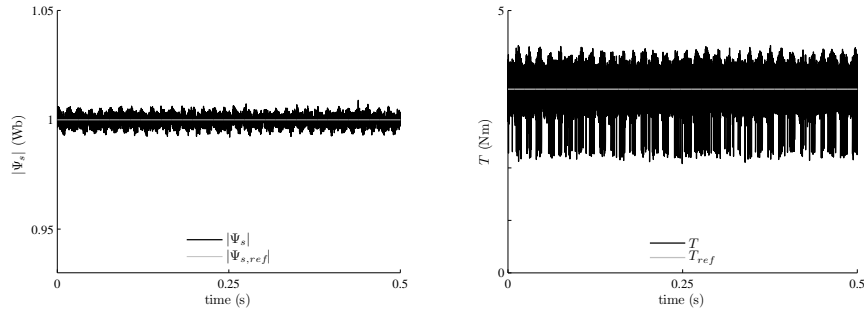
Figuur 5.29: FS-MBPC koppel- en statorfluxcontrole met een analytisch voorspellingsmodel (simulatie)



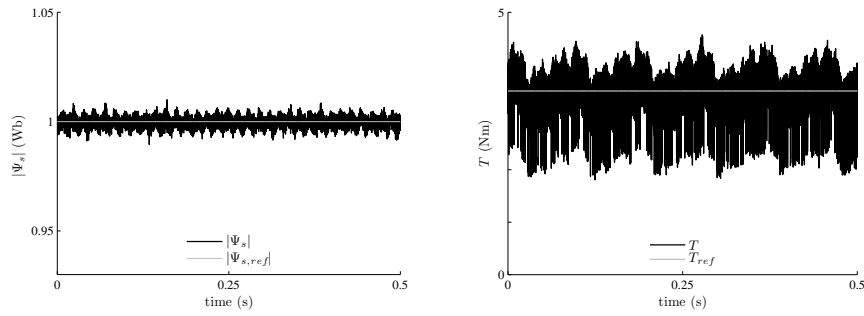
Figuur 5.30: FS-MBPC koppel- en statorfluxcontrole met een ANN-voorspellingsmodel, met respectievelijk 1 en 2 neuronen in de verborgen laag voor de flux- en stroomvoorspelling (simulatie)



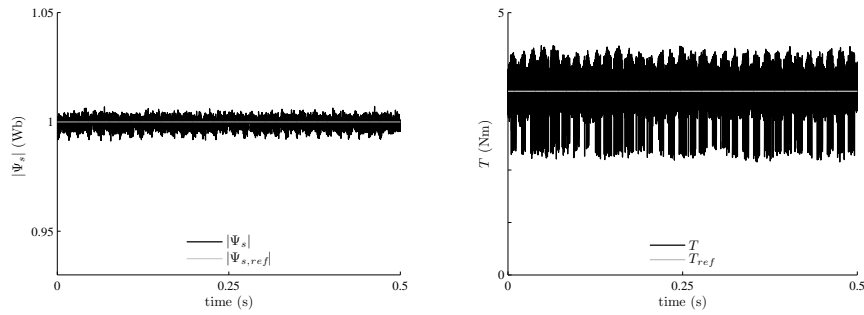
Figuur 5.31: FS-MBPC koppel- en statorfluxcontrole met een grey-box voorspellingsmodel (simulatie)



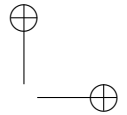
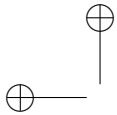
Figuur 5.32: FS-MBPC koppel- en statorfluxcontrole met een analytisch voorspellingsmodel (experimenteel)



Figuur 5.33: FS-MBPC koppel- en statorfluxcontrole met een ANN-voorspellingsmodel met respectievelijk 1 en 2 neuronen in de verborgen laag van de flux- en stroomvoorspelling (experimenteel)



Figuur 5.34: FS-MBPC koppel- en statorfluxcontrole met een grey-box voorspellingsmodel (experimenteel)



### 5.8.5 Vergelijking tussen de controles: experimentele verificatie

De voorspellingsmodellen werden geïmplementeerd op een FPGA-gebaseerde opstelling met IM1. Deze 2L-VSI-opstelling werd gebruikt bij een verlaagde busspanning  $V_{DC} = 150$  V en update-frequentie  $f_u = 12$  kHz. Meer details over deze 2L-VSI-opstelling zijn te vinden in bijlage C.7. De tanh-activatiefunctie werd voor de implementatie benaderd door een stuksgewijze lineaire functie en de training van het ANN is gebaseerd op simulaties. Figuren 5.32, 5.33 en 5.34 tonen de geschatte statorfluxmodulus en koppel voor de experimentele implementatie van FS-MBPC met respectievelijk een analytisch, een ANN en een grey-box voorspellingsmodel. De referentie voor de statorfluxmodulus is hierbij de nominale waarde  $|\Psi_s|_n = 1$  Wb en de wenswaarde voor het koppel is 3.5 Nm (26.5% van  $T_n$ ). De motor draait aan een constante snelheid van 500 rpm.

De resultaten valideren de simulaties. De drie implementaties zijn in staat om de statorfluxmodulus en het koppel te controleren. De controlekwaliteit met het ANN is lager dan met het analytische model en het grey-box model. De eerder genoemde oscillaties in het gerealiseerde koppel zijn duidelijk zichtbaar. Het verhogen van het aantal neuronen zou de controlekwaliteit moeten verbeteren.

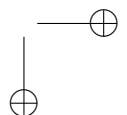
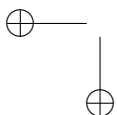
## 5.9 Directe koppelcontrole met multileveltopologieën

Multileveltopologieën worden voornamelijk gebruikt in de hogere vermogensklasse met middenspanningsmotoren. Door het gebruik van deze topologieën kunnen hogere werkingsspanningen en vermogens gerealiseerd worden met behulp van schakelaars die op kleinere sperspanningen voorzien zijn. Toch zullen de gebruikte schakelaars typisch nog vrij hoge sperspanningen en dus schakelverliezen hebben. Het reduceren van de schakelfrequentie per schakelaar en het gelijkmatig verdeelen van de schakelverliezen over de verschillende schakelaars zijn dan belangrijke controledoelstellingen.

### 5.9.1 Opzoektabel

Aangezien de multileveltopologieën een groot aantal schakeltoestanden bezitten, moet de opzoektabel aanzienlijk groter zijn om enigszins gebruik te maken van de geboden mogelijkheden.

Het opstellen van deze tabel is echter niet eenvoudig, vooral voor topologieën met een hoog aantal spanningsniveaus. Er bestaan dan ook niet echt ‘standaard’-tabellen zoals voor de 2L-VSI. In [98] en [99] bijvoorbeeld worden opzoektabellen besproken voor een 3L-NPC inverter. De sterk verschillende invulling van de tabel en de sectorindeling geeft onmiddellijk weer dat er geen consensus bestaat. In [98]



worden zes sectoren gebruikt, maar worden niet alle intermediaire spanningsvectoren benut. In feite is de implementatie gelijk aan deze van een 2L-VSI, maar het koppel wordt nu in 5 niveaus gekwantiseerd. De Takahashi-tabel wordt dus gebruikt, maar met twee verschillende ‘stuursterktes’ voor de statorfluxvector. In [99] worden 12 sectoren en alle vectoren gebruikt. Met 5 niveaus in de koppelkwantisatie en 12 sectoren, is de tabel al erg groot. Bovendien is de kwantisatie van de flux-en koppelfouten zelfs voor een 2L-VSI geen triviale zaak, dus voor een multileveltopologie bijzonder moeilijk. Bovendien dient er veelal nog een bijkomende controle voorzien te worden om de inverter te stabiliseren. Bij FC-invertoren bijvoorbeeld moet nadat een geschikte spanningsvector gekozen is, nog beslist worden hoe deze gerealiseerd wordt. Voor veel van de mogelijke spanningsvectoren bestaan er immers redundante schakeltoestanden (zeker indien er veel spanningsniveaus beschikbaar zijn). Er moet dan aan de hand van een bijkomende opzoektabel met als ingangen de richting van de stroom en de afwijkingen van de condensatorspanningen beslist worden welke schakeltoestand aangelegd wordt.

Bij multilevel-invertoren met een erg hoog aantal niveaus kan al helemaal geen specifieke tabel meer opgesteld worden met een uitgebreide kwantisatie van de koppelfout. Er wordt dan, zoals in [100] voor een inverter met 11 spanningsniveaus, gebruik gemaakt van een aanpassing van de klassieke tabel zonder nulvectoren en met zes actieve vectoren. De zes actieve vectoren (van de 331 mogelijke) die worden gebruikt zijn de hoekpunten van een kleine zeshoek in het  $\alpha\beta$ -vlak rond de statorfluxlocatie (dus de zes dichtsbijzijnde vectoren). De sectorindeling gebeurt in zes sectoren binnen deze zeshoek. Hoewel de complexiteit in de hand gehouden wordt, is de oplossing verre van optimaal. Vooral bij grote koppeltransiënten wordt dit duidelijk: door enkel de zes omliggende spanningsvectoren te gebruiken kan de snelste koppelvariatie niet bereikt worden. De mogelijkheden van de inverter worden dus onderbenut.

In feite kan besloten worden dat de complexiteit van multileveltopologieën te groot is om ze succesvol (dus zowel een goede controlekwaliteit als het benutten van de mogelijkheden van de inverter) met opzoektabel-DTC te controleren. Dit wordt in dit proefschrift dan ook niet verder onderzocht.

## 5.9.2 Finite-Set Model Based Predictive Control

Het toepassen van FS-MBPC op multileveltopologieën heeft recentelijk veel bijval gekregen [13, 74], voornamelijk bij stroomcontrole (zie toepassingsvoorbeeld van §4.6) en in mindere mate ook bij vormen van directe koppelcontrole [13]. De 3L-NPC inverter is hierbij zowat de vaakst gebruikte topologie. De toepassing van FS-MBPC op multilevel-invertoren is, zeker voor directe koppelcontrole, zowel



bijzonder interessant als erg uitdagend. Er zijn immers aanzienlijk meer vectoren in de finite-set aanwezig, wat zowel mogelijkheden biedt om een betere controle te realiseren als een zware rekenlast met zich meebrengt. Typisch zijn er ook bijkomende controledoelstellingen die moeten gerealiseerd worden om de inverter stabiel te houden. Dit betekent opnieuw een bijkomende rekenlast en een uitgebreidere kostenfunctie. Onder andere de selectie van de gewichtsfactoren is dus aanzienlijk moeilijker.

Hier wordt de directe koppelcontrole van een PMSM besproken met behulp van een flying-capacitor inverter met drie spanningsniveaus. Naast de eerder gebruikte controledoelstellingen (goede koppelcontrole, fluxmoduluscontrole en spanningskwaliteit) moeten nu ook de FC's gebalanceerd worden. Daarom moet in de totale kostenfunctie

$$J^k = J_T^k + J_\Psi^k + J_{vc}^k \quad (5.65)$$

een derde component  $J_{vc}^k$  toegevoegd worden. Opnieuw kan hiervoor een kwadratische foutterm gebruikt worden:

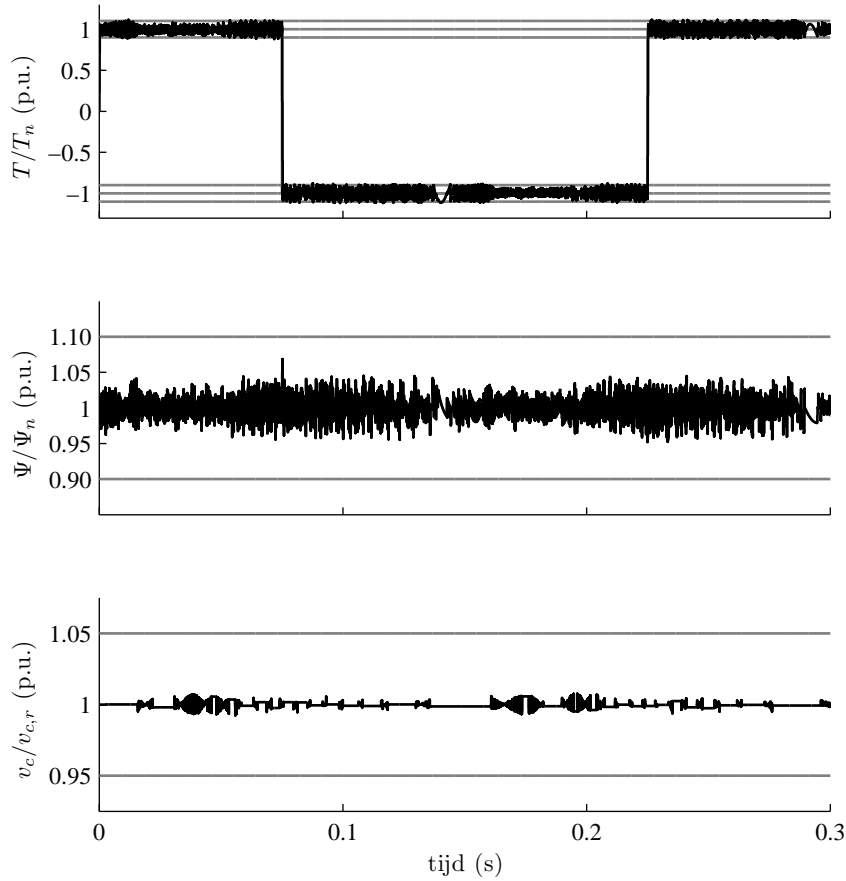
$$J_{vc}^k = W_{vc} [(v_{ca} - v_{c,r})^2 + (v_{cb} - v_{c,r})^2 + (v_{cc} - v_{c,r})^2] \quad (5.66)$$

Indien ook voor de koppel- en fluxcontrole kwadratische fouttermen gebruikt worden, bekomt men voor  $W_\Psi = 0.025$  en  $W_{vc} = 1$  de resultaten van figuur 5.35 bij een torque reversing test. Hierin is duidelijk te zien dat, hoewel het koppel en de statorflux vrij behoorlijk geregeld worden, de regelaar te veel focust op het balanceren van de FC's. Dit volgt ook uit tabel 5.11, waar de MSE voor de capaciteitsspanning bijzonder klein is. De schakelfrequentie en de fractie niet-EPPCR-conforme omschakelingen zijn echter erg hoog.

Dit correspondeert met het waargenomen gedrag voor de capaciteitsspanningscontrole in het toepassingsvoorbeeld van §4.6. Net zoals bij de stroomcontrole kan dus beter gebruik gemaakt worden van een tolerantieband voor de capaciteitsspanningscontrole. De deelskostenfunctie  $J_{vc}$  wordt dan:

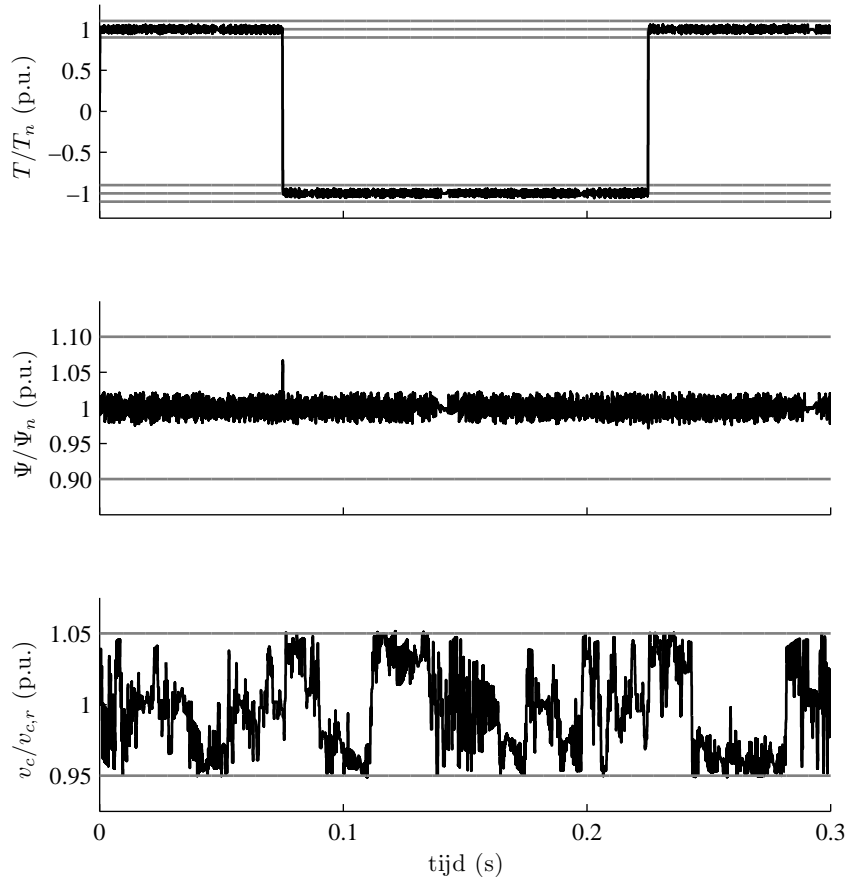
$$J_{vc}^k = \begin{cases} 0 & 0 \leq |\Delta v_c| \leq V_t \\ W_{vc}(|\Delta v_c| - V_t)^2 & V_t \leq |\Delta v_c| \leq V_l \\ \infty & |\Delta v_c| > V_l \end{cases} \quad (5.67)$$

In figuur 5.36 is het resultaat getoond voor deze variant. De spanning van de capaciteit blijft begrensd tot de toegelaten tolerantieband. Doordat  $v_c$  echter onbeperkt binnen deze tolerantieband mag variëren, heeft de regelaar meer vrijheid om de spanningsvector te optimaliseren voor de koppel- en fluxcontrole. Zowel in figuur 5.36 als in tabel 5.11 is het duidelijk dat de koppel- en fluxcontrole verbeteren. Uit



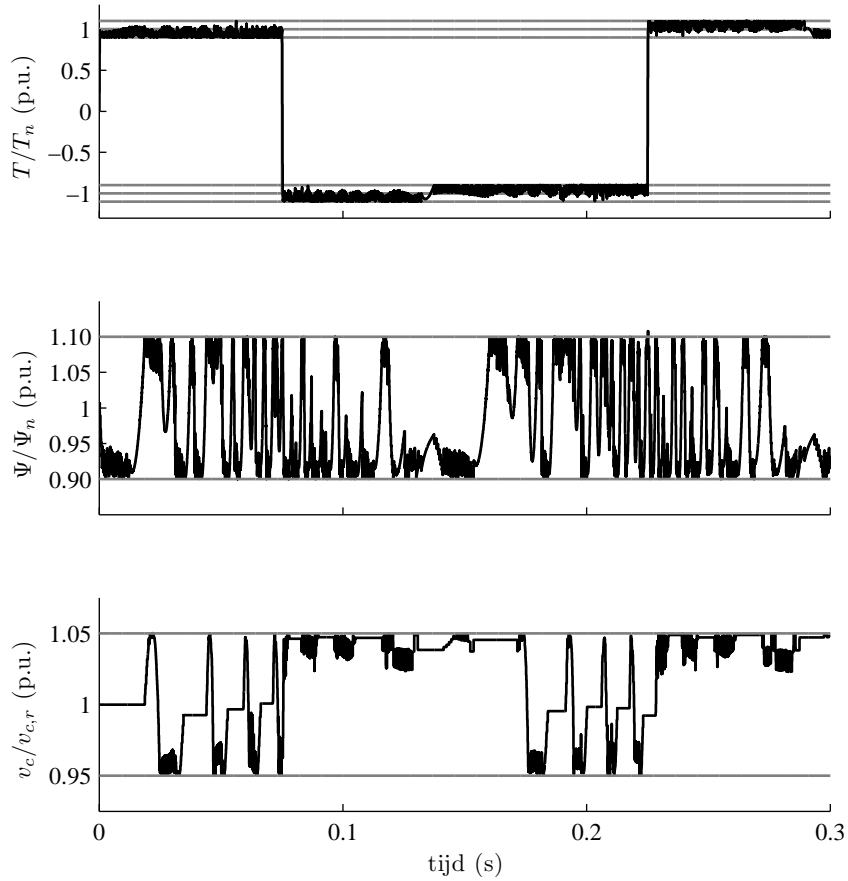
Figuur 5.35: FS-MBPC voor een 3L-FCC, met deeltkostenfunctie  $J_{vc}$  (5.66). Voor het koppel en de flux zijn ter referentie de vroegere tolerantiebanden weergegeven.

tabel 5.11 blijkt bovendien dat de fractie EPPCR-conforme schakelacties sterk verbeterd is. De schakelfrequentie is echter gevoelig gestegen. Dit wordt veroorzaakt doordat er enerzijds nu veelvuldig gebruik gemaakt wordt van de tussenliggende spanningsniveaus (en dus de capaciteiten) en anderzijds er nog steeds een tracking control aanwezig is voor koppel en statorfluxmodulus. Zelfs bij de uitgebreidere “finite set” van een multilevel-inverter zullen de wenswaarden meestal niet exact bereikt worden. Daarom kan ook voor  $J_T$  en  $J_\Psi$  een tolerantieband gedefinieerd worden zoals in uitdrukkingen (5.46) en (5.44). De resultaten van figuur 5.37 tonen hoe de tussenliggende spanningsniveaus nu minder gebruikt worden en alle drie de



Figuur 5.36: FS-MBPC voor een 3L-FCC, met deeltkostenfunctie  $J_{vc}$  (5.67). Voor het koppel en de flux zijn ter referentie de vroegere tolerantiebanden weergegeven. Voor de capaciteitsspanning zijn de grenzen van de tolerantieband in grijs weergegeven:  $V_t=0.05$  p.u.,  $V_l=0.15$  p.u. (niet getoond).

gecontroleerde variabelen grotendeels binnen hun tolerantieband blijven. Voor het koppel en de flux ontstaat de neiging om ‘tegen de tolerantiegrens te kleven’. Dit kan verbeterd worden door in de kostenfunctie een term op te nemen die de gemiddelde afwijking afstraft. In tabel 5.11 nemen de maatstaven voor de koppel- en fluxfout toe doordat nu variatie binnen de tolerantieband toegelaten is door de regelaar. De schakelfrequentie wordt echter gehalveerd t.o.v. de vorige situatie en ook de spanningskwaliteit is verbeterd.



Figuur 5.37: FS-MBPC voor een 3L-FCC, met tolerantiebanden voor alle deelkostenfuncties.  $|\Psi_s|_t=0.1$  p.u.;  $T_t=0.1$  p.u.;  $V_t=0.05$  p.u.; (niet getoond:  $V_l=0.15$  p.u.;  $T_l=0.25$  p.u. en  $|\Psi_s|_l=0.25$  p.u.).

Om de spanningskwaliteit volledig goed te krijgen, kan net zoals bij een 2L-VSI gebruik gemaakt worden van constraints op de omschakeling. Opnieuw zal een conditionele begrenzing interessant zijn zodat in regime een goede spanningskwaliteit bekomen wordt maar bij transiënten de spanningkwaliteit wordt opgeofferd om een betere dynamica te bekomen. Wanneer opgelegd wordt dat enkel EPPCR-conforme schakelingen mogen optreden, bekomt men de resultaten van figuur 5.38.

	kwadratische $J_{vc}$	tolerantie $J_{vc}$	tolerantie $J_T, J_\Psi, J_{vc}$
MAE( $T$ ) (p.u.)	0.0337	0.0184	0.0522
MSE( $T$ ) (p.u.)	0.0042	0.0026	0.0056
MAE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0097	0.0064	0.0691
MSE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.000317	0.000228	0.0055
MSE( $v_c$ ) (p.u.)	$3.19 \cdot 10^{-6}$	0.0008914	0.0015
$f_s$ (kHz)	3.57	4.69	2.24
niet-PPCR (%)	62.17	18.38	14.36

Tabel 5.11: Vergelijking van de performantie bij verschillende varianten voor de kostenfunctie: kwadratische foutterm voor  $J_{vc}$ , tolerantieband voor  $J_{vc}$  en tolerantieband voor alle drie de deeltkostenfuncties

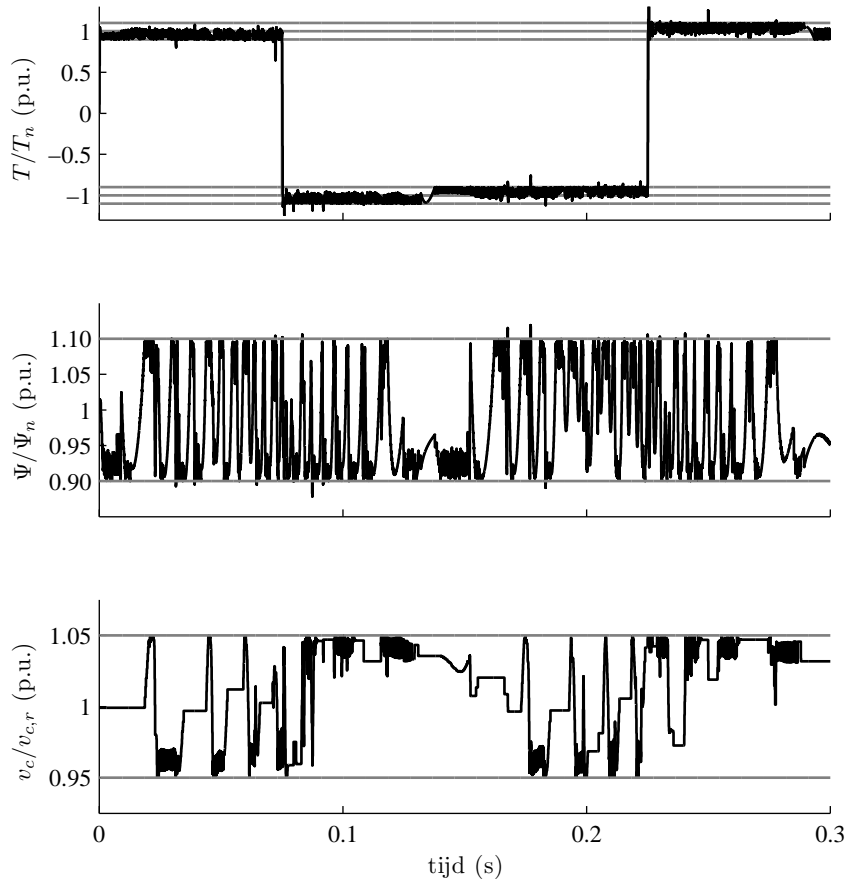
	$N = 1$	$N = 2$
MAE( $T$ ) (p.u.)	0.0524	0.0506
MSE( $T$ ) (p.u.)	0.0072	0.0062
MAE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0652	0.0638
MSE( $\Psi_s$ ) (p.u.)	0.0051	0.0049
MSE( $v_c$ ) (p.u.)	0.0012	0.0013
$f_s$ (kHz)	2.01	1.96
niet-PPCR (%)	0	0

Tabel 5.12: Resultaten voor PPCR-conform schakelen, links  $N = 1$  rechts  $N = 2$

Door de beperktere schakelmogelijkheden treedt het koppel nu vaker buiten zijn tolerantieband. Met de korte voorspellingshorizon kan de regelaar immers niet voorzien wanneer er een situatie optreedt waarbij de beperkingen zo strikt zijn, dat de tolerantiebanden niet gerespecteerd kunnen worden. Daarom kan het voordelig zijn om de voorspellingshorizon uit te breiden. Wanneer figuur 5.38 en 5.39 vergeleken worden, is het duidelijk dat het koppel nu beter in de tolerantieband gehouden wordt. Ook tabel 5.12 geeft duidelijk weer hoe de controle verbeterd is. Ook de rekenlast zal echter sterk toenemen.

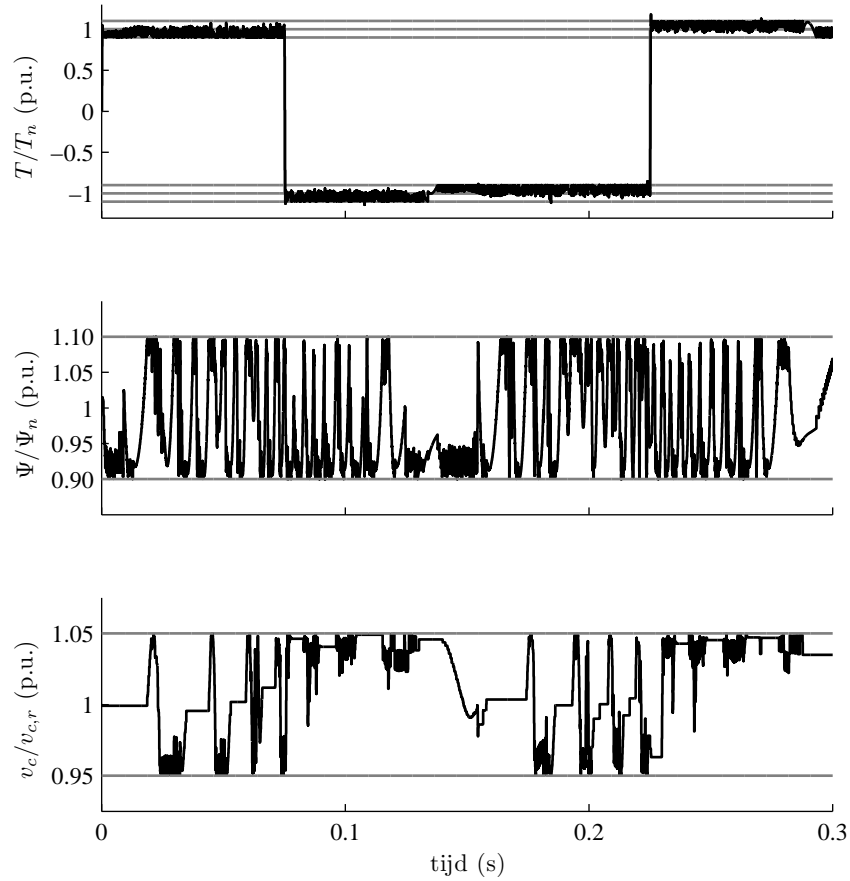
In het algemene geval van een voorspellingshorizon  $N = 2$  moeten in plaats van 64 schakeltoestanden een totaal van 4096 ( $64 \times 64$ ) schakelsequenties geëvalueerd worden. Bij het EPPCR-conform schakelen kunnen de constraints echter a priori opgelegd worden om de rekenlast te verkleinen. In dat geval zullen er maximaal 46 schakeltoestanden moeten beschouwd worden, of dus 2116 schakelsequenties.

Het aantal schakelsequenties om te evalueren bij  $N = 2$  en  $n = 3$  is voor  $n = 3$  zeker nog realiseerbaar. Het aantal schakelacties is ook belangrijk wanneer invertoren met nog meer niveaus bestudeerd worden. De controle wordt hier niet verder



Figuur 5.38: FS-MBPC voor een 3L-FCC, met constraints op het schakelen  $N = 1$

besproken voor  $n$ L-FCC's met  $n > 3$ . De conclusies lopen volledig gelijk aan deze voor  $n = 3$ , voor eenzelfde busspanning  $V_{DC}$  zal een hogere  $n$  een betere controlekwaliteit toelaten. De implementatie voor  $n > 3$  is met korte horizonnen nog goed realiseerbaar. Het toestandsmodel voor de FS-MBPC koppel- en fluxcontrole van IM en PMSM vergt meer berekeningen dan de stroom- en capaciteitsspanningscontrole van hoofdstuk 4. Ook zal extra rekenkracht nodig zijn voor de schatting van een aantal motortoestanden (flux, positie, snelheid). Grosso modo echter blijft de implementeerbaarheid vergelijkbaar met het probleem dat besproken wordt in bijlage C.6.



Figuur 5.39: FS-MBPC voor een 3L-FCC, met constraints op het schakelen  $N = 2$

## 5.10 Besluit

Het voorspellende karakter van DTC werd grondig besproken. De opzoektabel-gebaseerde varianten van directe koppelcontrole (LT-DTC) werden vervolgens bestudeerd. Voor DTC s.s. werden de effecten van de digitale implementatie nader bekeken. Deze omvatten een grotere koppel- en fluxrimpel en vooral een slechte spanningskwaliteit. Deze problemen worden nog vergroot door de vertraging bij de bemonstering en verwerking. Dit wordt ten dele verbeterd door een voorspellende methode voor de bemonstering te gebruiken die in dit proefschrift voorgesteld werd. Er werden een aantal varianten voor de kwantisatie van de koppelfout bestu-

deerd. Hiermee werd o.a. beoogd de spanningskwaliteit te verbeteren. Bij elk type kwantisatie moet een trade-off gemaakt worden tussen de verschillende controle-doelstellingen. Er is echter geen manier om a priori te weten of een bepaalde instelling wel goed is. Bovendien kunnen kleine wijzigingen in de hysteresisgrenzen grote verschillen in controlekwaliteit veroorzaken. Ook door het toepassen van gewijzigde opzoektabelen kan het gedrag van de aandrijving wel beïnvloed worden, maar het blijft bijzonder moeilijk om de controlekwaliteit te verbeteren en de prioriteit van de controle te beheersen.

Varianten van directe koppelcontrole die FS-MBPC gebruiken een online optimalisatie van de spanningsvectorselectie. Er werd aangetoond met simulaties en experimenten dat FS-MBPC voor directe koppelcontrole van draaiveldmachines niet alleen realiseerbaar is, maar ook zeer goede koppel- en fluxcontrole biedt. De voorwaarden voor de optimaliteit moeten wel zorgvuldig geformuleerd worden. In een basisversie met tracking control voor zowel koppel als flux is bijvoorbeeld de schakelfrequentie vrij hoog en de spanningskwaliteit bijzonder slecht. Het blijkt erg voordelig te zijn om zowel voor het koppel als de statorfluxmodulus een tolerantieband te definiëren waarin afwijkingen geen kost hebben. Zo kunnen op een eenvoudige manier de prioriteiten van de regelaar ingesteld worden. Typische nadelen van DTC s.s. worden vermeden. Van bijzonder belang is de vaststelling dat deze goede controle gecombineerd kan worden met een goede uitgangsspanningskwaliteit. Om het respecteren van de PPCR af te dwingen werd een variant voorgesteld waar de finite-set beperkt wordt tot PPCR-conforme acties.

Hierbij dient opgemerkt te worden dat de combinatie van stuksgewijs gedefinieerde kostenfuncties de sleutel is tot goede controle. Enerzijds leidt het gebruik van enkel (kwadratische) fouttermen met constante gewichtsfactoren tot tracking control en veelvuldig schakelen. Dit is te wijten aan het feit dat bij FS-MBPC nooit een steady-state bekomen wordt. Anderzijds zal een controle die hoofdzakelijk op tolerantiebanden (typisch met 0 en  $\infty$  kost) gesteund is, vaak leiden tot infeasibiliteiten [13]. De oplossingen die moeten voorzien worden, doen dan weer afbreuk aan de conceptuele eenvoud van FS-MBPC. Een stuksgewijs gedefinieerde kostenfunctie met variabele gewichtsfactoren (eventueel 0 en  $\infty$  inbegrepen) levert dus de grootste voordelen.

Omdat het afdwingen van PPCR-conforme schakelacties echter de dynamische eigenschappen kan beperken, werd een variant voorgesteld die de multistep-methode genoemd werd en gebruik maakt van een discrete ruimtevectormodulatie. Ondanks de gelijkenissen met PWM/SVM, is dit een methode met directe invertercontrole en wordt de niet-lineariteit van de inverter nog expliciet in rekening gebracht.

Verder werden verschillende mogelijkheden voor het voorspellingsmodel onderzocht. Naast het analytische voorspellingsmodel kwamen een black-box modellering met een artificieel neurale netwerk en een grey-box model aan bod. Zelfs met



een verminderde voorspellingsnauwkeurigheid werd een zeer performante controle bekomen.

Ook de voorspellende directe koppelcontrole van draaiveldmachines gevoed door multilevel-invertoren werd bestudeerd. Uit de bespreking voor LT-DTC volgt duidelijk dat de complexiteit van de topologie een meer performante controle eist. Daarom wordt FS-MBPC toegepast voor de simultane motor-en invertercontrole. Hoewel het groter aantal schakeltoestanden de rekenlast gevoelig verhoogt, blijft de MBPC-DTC implementeerbaar en worden goede resultaten behaald. Bij FC-invertoren moeten bovendien de capaciteitsspanningen tegelijkertijd ook geregeld worden. Hierbij is best de bijdrage in de kostenfunctie aan de hand van een tolerantieband gedefinieerd.

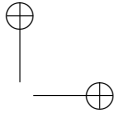
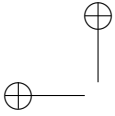
Bij het begin van het hoofdstuk werd opgemerkt dat het niet realistisch is te veronderstellen dat één methode in alle toepassingen de beste resultaten neerzet. Toch blijkt dat de FS-MBPC-implementatie niet alleen zeer performant is, maar bovendien ook relatief eenvoudig toelaat om de nadruk op specifieke controledoelstellingen te leggen. Hiertegenover staat natuurlijk een belangrijke toename in rekenlast t.o.v. de basisimplementaties van DTC. In de literatuur wordt dit vaak als belangrijkste nadeel van de methode omschreven. De experimentele verificatie in dit proefschrift en de resultaten uit [49, 75–78] tonen echter duidelijk de haalbaarheid van FS-MBPC voor vermogenselektronische toepassingen.

De voornaamste originele bijdragen in dit hoofdstuk worden hier kort opgesomd. In §5.2.1 wordt een interpretatie van DTC als voorspellende regelaar gegeven. Hierop gebaseerd worden in §5.5 de volgende bijdragen voorgesteld:

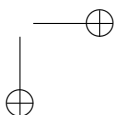
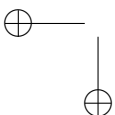
- De analyse van de rationale voor DTC en de effecten van een digitale implementatie. In het bijzonder werd aandacht besteed aan de spanningskwaliteit en werd een verbeterde bemonstering voorgesteld.
- De analyse van de kwantisatie waarbij duidelijk werd dat deze moeilijk op een bevredigende manier aan alle gesteld voorwaarden kunnen voldoen.
- De formulering van alternatieve opzoektabelen, die bewust afstappen van een reductie van de schakelfrequentie en PPCR-schendingen.

In §5.7 en §5.8 worden bijdragen voorgesteld voor FS-MBPC:

- De analyse van verschillende kostenfuncties en de spanningskwaliteit.
- De introductie van een DSVM-versie.
- De analyse van de controlekwaliteit bij verschillende voorspellingsmodellen.
- De praktische FPGA-implementatie.



In §5.9 wordt de toepassing van FS-MBPC op multileveltopologieën voorgesteld om een optimale controle te bekomen van zowel inverter als motor.



## Hoofdstuk 6

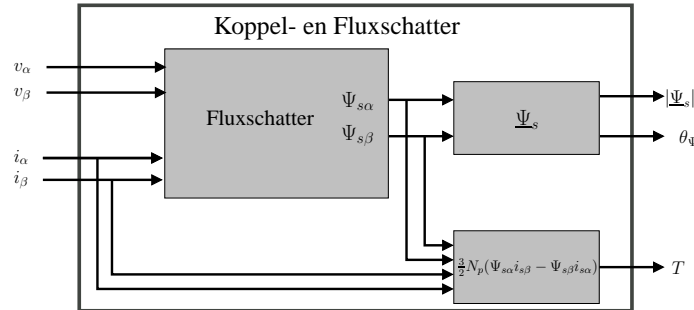
# Statorfluxschatting

### 6.1 Inleiding

In de voorgaande hoofdstukken werden verschillende technieken bestudeerd voor de controle van het koppel en de statorflux van draaiveldmachines. Bij alle algoritmes echter is de schakelbeslissing uiteindelijk gebaseerd op een voorspelling van de verandering van het koppel en de statorfluxmodulus. Bij een groot aantal van deze methodes (LT-DTC, FS-MBPC met statorfluxcomponenten in de toestandsvector) is deze voorspelling direct gebaseerd op de kennis van de statorflux. Het is dan ook duidelijk dat de nauwkeurige bepaling van de statorflux een belangrijk aspect is van deze methodes.

Tot nu toe echter werd bij het bestuderen van de meest geschikte schakelalgoritmes verondersteld dat de statorfluxvector exact gekend is. Zowel voor de ogenblikkelijke modulus als voor de hoekpositie van  $\underline{\Psi}_s$  werden verondersteld dat ze uit perfecte metingen bekomen werden. In realiteit is dit uiteraard niet mogelijk. Fluxmetingen zijn moeilijk en vragen bijzondere en kostelijke aanpassingen aan de bouw van de motoren. Statorfluxbepaling met meetspoelen in de motor wordt dan ook zelden toegepast en is praktisch van geen belang. Daarom wordt in de praktijk altijd een statorfluxschatting gebruikt, de statorflux wordt hierbij berekend op basis van metingen van andere variabelen.

In quasi alle implementaties wordt de statorflux geschat uit metingen van de statorspanningen en statorstromen, eventueel aangevuld met een meting van de rotorsnelheid en/of -positie zoals getoond in figuur 6.1. Dergelijke schattingen zullen echter steeds slechts een benaderde waarde voor de statorfluxcomponenten opleveren. Het koppel  $T = \frac{3}{2}N_p(\Psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Psi_{s\beta}i_{s\alpha})$ , de statorfluxmodulus  $|\underline{\Psi}_s|$  en statorfluxhoek  $\theta_{\Psi_s}$  zijn daarbij allemaal bepaald door de geschatte statorfluxcomponenten  $\Psi_{s\alpha}$  en  $\Psi_{s\beta}$ . De kwaliteit van de schatters zal dan ook de preformantie van de controle mee bepalen. In dit hoofdstuk worden een aantal mogelijke schat-



Figuur 6.1: Koppel- en fluxschatter voor DTC

ters en hun fouten in de schatting van de fluxcomponenten ( $\Psi_{s\alpha}$  en  $\Psi_{s\beta}$ ) alsook van de modulus en hoekpositie bestudeerd. Deze fouten worden o.a. bepaald door het ontwerp van de schatter, meetfouten en fouten in de gebruikte parameters.

Verscheidene technieken om de statorfluxschatting uit te voeren zijn gekend in de literatuur [17, 101–108]. Een aantal methodes bestaan uit verbeteringen bij de integratie van de tegen-emk. Voorbeelden hiervan zijn low-pass-filtering [101], het stabiliseren van de integrator met een PI-corrector [105] of stroomoffset [104]. Dergelijke methodes worden als eerste besproken in dit hoofdstuk. Andere methodes maken gebruik van het stroommodel van de machine, wat vaak het gebruik van een snelheids- of positiesensor noodzakelijk maakt. Omdat men vaak een snelheids- of positiesensor wenst te vermijden bij directe koppelcontrole (DTC is in oorsprong voor IM's inherent sensorloos) moet dan een bijkomende positieschatting voorzien worden [107]. Ook dergelijke schatters worden besproken. Tenslotte wordt ook vaak gebruik gemaakt van toestandsobservers voor de statorfluxschatting. Deze observers laten toe om de statorfluxvector te schatten, door de fluxcomponenten als toestandsvariabelen te gebruiken of door deze componenten te berekenen uit andere toestandsvariabelen, tegelijkertijd met de rotorsnelheid en -positie. In dit hoofdstuk wordt het Extended Kalman Filter (EKF) bestudeerd.

In dit proefschrift wordt de nadruk gelegd op de statorfluxschatting voor PMSM's. Als uitbreiding wordt soms zowel de implementatie van de schatter voor inductiemachines als voor synchrone machines besproken. Bovendien zal telkens duidelijk gemaakt worden welke schatters echt universeel zijn in hun toepassing en dus geschikt zijn voor zowel inductie- als synchrone machines. Het mag duidelijk zijn dat een statorfluxschatting die onafhankelijk van het type motor breed inzetbaar is, vlot te combineren valt met die voorspellende regelaars uit hoofdstuk 5 die zowel voor IM's als PMSM's kunnen gebruikt worden. Deze overeenkomsten en enkele andere eigenschappen worden besproken op het eind van dit hoofdstuk waar de wisselwerking tussen schatter en regelaar aan bod komt.

## 6.2 Beoordeling van de statorfluxschattingskwaliteit

Wanneer de verschillende statorfluxschattingen bestudeerd worden, is het uiteraard ook belangrijk om deze objectief te vergelijken. Hierbij is het ook belangrijk om een onderscheid te maken tussen regimesituaties en transiënte werking.

In regimesituaties kunnen de afwijkingen van modulus en fase voor de statorflux-componenten  $\Psi_{s\alpha}$  en  $\Psi_{s\beta}$  geëvalueerd worden door de gemiddelde waarde van de afwijking (een offset), de MSE-waarde van de schatting (of alternatief de RMSE of gemiddelde absolute afwijking) en de maximale afwijking. Alternatief kunnen de modulus en fase van de geschatte statorfluxvector geëvalueerd worden; dezelfde maatstaven als voor de fluxcomponenten kunnen gebruikt worden.

Bij transiënte werking daarentegen zijn het niet de gemiddelde afwijkingen die belangrijk zullen zijn, maar de maximale afwijkingen. Deze maximale afwijkingen zullen immers enerzijds kunnen resulteren in piekstromen en piekkoppels en anderzijds de stabiliteit van de controle en dus de volledige aandrijving in gevaar brengen. Tegenover de maximale afwijkingen moet ook de snelheid waarmee geconvergeerd wordt naar een regimeschatting afgewogen worden.

Vaak overheerst de mening dat de echte test voor de kwaliteit van de fluxschatters ligt in de kwaliteit van de gerealiseerde koppelcontrole. Dit is uiteraard een goed uitgangspunt, de bedoeling van de statorfluxschatting is immers een goede koppelcontrole realiseren en niet de schatting op zich. De kwaliteit van de koppelcontrole zal uiteindelijk bepaald worden door de wisselwerking tussen fluxschatting en schakelstrategie. Daarom zal aan het einde van dit hoofdstuk uitgebreid ingegaan worden op de koppeling tussen beide elementen. Desalniettemin is het bijzonder nuttig de kwaliteit van de statorfluxschatting op zich te evalueren, aangezien een analyse zonder de wisselwerking met de schakelstrategie de intrinsieke eigenschappen van de schatter beter duidt.

Bij de analyse van de statorfluxschatting moet voldoende aandacht besteed worden aan de werking bij lage snelheid, aangezien voor de meeste schatters de schatting faalt wegens de overheersende invloed van de statorweerstandsspanningsval.

## 6.3 Open-loop schatters: Spanningsmodel

Uit de integratie van de tegen-emk bekomt men, althans in theorie, de statorflux:

$$\underline{\Psi}_s = \int_0^t \underline{e} dt + \underline{\Psi}_s|_{t=0} \quad (6.1)$$

$$= \int_0^t (\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s) dt + \underline{\Psi}_s|_{t=0} \quad (6.2)$$

Een statorfluxschatting gebaseerd op vergelijking (6.2), die een universele elektrische wet beschrijft, kan gebruikt worden voor alle types draaiveldmachines. De

schatting wordt daarbij gerealiseerd op basis van gemeten of gereconstrueerde klemspanningen en statorstromen. Typisch is een industriële inverter voorzien van één spanningsmeting op de DC-bus en stroommetingen in twee van de drie fasen. De redenen dat vaak enkel deze elektrische metingen beschikbaar zijn, zijn zowel technisch als economisch van aard. De busspanningsmeting hoeft slechts één polariteit aan te kunnen en moet ook dynamisch aan weinig eisen voldoen. Bovendien volstaat een (zeer) trage bemonstering en kan de meting eventueel makkelijk gefilterd worden, in tegenstelling tot een meting van de klemspanning. Zowel het analoge als digitale deel van de busspanningsmeting is dus veel eenvoudiger dan een meting van het tijdsverloop van de klemspanning. Indien men enkel geïnteresseerd is in de gemiddelde waarde van deze spanning gedurende een bemonsteringsperiode (zoals het geval is bij de statorfluxschatting) kan ook een integrerende meting van de klemspanning gebruikt worden, zoals beschreven in [16]. Ook deze meting is echter gecompliceerder en duurder dan een busspanningsmeting. Uiteraard moet de gemiddelde waarde van de klemspanning gekend zijn en niet de busspanning en dus zullen uit de busspanningsmeting en de schakelsignalen de klemspanningen moeten gereconstrueerd worden. Dit wordt uitvoerig besproken in [17, 41].

Stroommetingen zijn minder complex en goedkoper. Typisch is de statorstroommeting uitgevoerd met ofwel één enkele stroommeting in de DC-bus waaruit de fasestromen gereconstrueerd worden, ofwel met twee fasestroommetingen. Gezien het feit dat bij een niet-gearde stersschakeling of driehoeksschakeling van de motor de homopolaire stroomcomponent 0 is ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ), volstaan inderdaad twee stroommetingen om alle fasestromen te kennen. De meting van de derde fasestroom kan echter ook redundant voorhanden zijn, ofwel voor bijkomende controledoeleinden ofwel omdat de inverter modulair opgebouwd is.

### 6.3.1 Integrator

Gebaseerd op de fysische principes lijkt de eenvoudigste schatting te bestaan uit de integratie van de tegen-emk, zoals in vergelijking (6.2). Deze schatter kent echter drie grote problemen:

- Elke offset in de meting (of reconstructie) van de klemspanningen of fasestromen leidt tot een constante afwijking van  $\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s$  en dus drift (een toenemende afwijking) van de geschatte statorfluxcomponenten.
- Een incorrecte waarde voor de statorweerstand  $R_s$  veroorzaakt significante fouten in de schatting, voornamelijk bij lage snelheden (lage fundamentele waarde  $\underline{v}_s$ ) en hoge belastingen (hoge  $\underline{i}_s$ ).
- Indien de integrator geïnitieerd wordt met een incorrecte waarde  $\underline{\Psi}_{s|t=0}$  (een incorrecte rotorpositie of permanent-magneetflux), zal een DC-offset aan-

wezig zijn in de uitgang van de integrator. Dit probleem lijkt op het eerste zicht enkel van praktisch belang bij permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines maar kan zich ook voordoen bij het doorstarten van een nog draaiende inductiemachine.

De open-kring-integratie van de tegen-emk heeft dus een aantal zware praktische nadelen die moeten verholpen worden vooraleer de schatter bruikbaar wordt. Toch is het een eenvoudige methode die slechts de kennis van één parameter eist ( $R_s$ ) en gebaseerd is op de fysische werking van de machine. Bovendien vormt de integrator een goede aanloop naar de meer geavanceerde schatters.

### 6.3.2 Laagdoorlaatfilter

De problemen die optreden bij de zuivere integratie van de tegen-emk vinden hoofdzakelijk hun oorsprong in de initialisatie van de integrator en de accumulatie van een mogelijke DC-component in de berekende emk. Als de DC-component problematisch is, lijkt de oplossing voor de hand te liggen door de berekende emk te filteren met een hoogdoorlaatfilter (high-pass filter, HPF) met een lage afsnijfrequentie. Het verwijderen van de DC-component vermijdt aldus de drift van de integrator. Gezien de transferfunctie van een hoogdoorlaatfilter met tijdsconstante  $\tau$  gegeven is door

$$\frac{\tau s}{\tau s + 1} \quad (6.3)$$

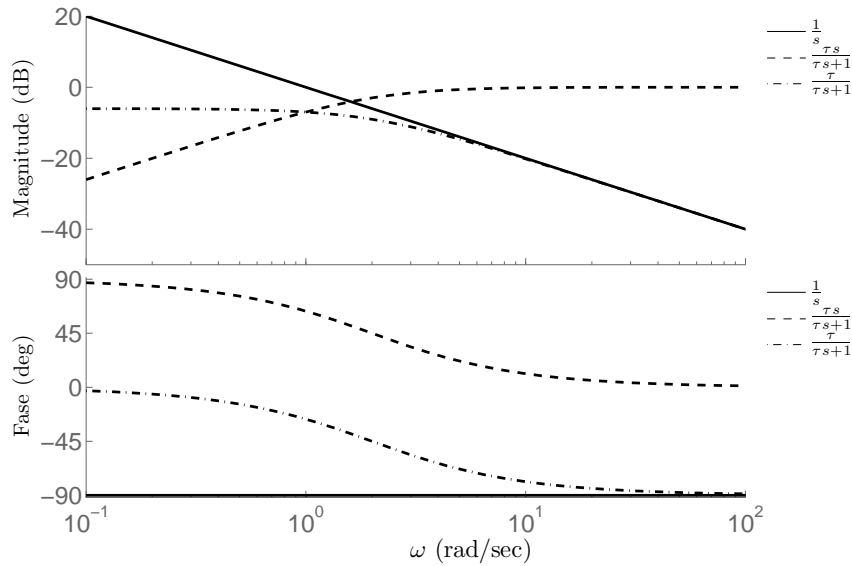
is het duidelijk dat de combinatie van een hoogdoorlaatfilter en een integrator een laagdoorlaatfilter (low-pass filter, LPF) vormt:

$$\frac{1}{s} \frac{\tau s}{\tau s + 1} = \frac{\tau}{\tau s + 1} = \frac{1}{s + \omega_c} \quad \text{met} \quad \omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (6.4)$$

De statorflux kan dus geschat worden als

$$\underline{\Psi}_s = \frac{1}{s + \omega_c} (\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s) \quad (6.5)$$

Het lijkt op het eerste zicht wat eigenaardig dat de DC-problemen opgelost worden door het vervangen van de integrator door een LPF. Dit kan nochtans ook eenvoudig ingezien worden aan de hand van een Bode-diagramma. In figuur 6.2 is het Bode-diagramma getekend voor respectievelijk een integrator, HPF en LPF. Beide filters hebben dezelfde afsnijfrequentie  $\omega_c$  of dus dezelfde tijdsconstante  $\tau$ . In de figuur is duidelijk te zien hoe het gedrag van de LPF voor voldoende hoge frequenties (t.o.v. de afsnijfrequentie  $\omega_c$ ) gelijk is aan het gedrag van een zuivere integrator. Om bij een gegeven frequentie van de flux een goede schatting te bekomen, moet dus een voldoende lage waarde van  $\omega_c$  geselecteerd worden. Anders



Figuur 6.2: Bode diagramma voor integrator, HPF, LPF. ( $\omega_c = \frac{1}{\tau} = 2$  rad/s)

gezegd:  $\omega_c$  moet zo klein mogelijk gekozen worden om de fluxbepaling over een zo groot mogelijk frequentiebereik toe te laten.

Lage frequenties en dus ook eventuele DC-componenten in de spannings- en stroommetingen worden door het LPF minder versterkt dan door de integrator en bij hoge  $\omega_c$  zelfs afgezwakt. Hierdoor zal dus geen drift meer optreden. Dit is ook eenvoudig te zien in vergelijking (6.5), waar de DC-versterking van het LPF duidelijk  $\frac{1}{\omega_c}$  bedraagt. Meteen is duidelijk dat een zo hoog mogelijke waarde van  $\omega_c$  gevraagd is om de driftproblemen veroorzaakt door offset in de metingen tegen te gaan. Bij zeer lage  $\omega_c$  is er een hoge statische versterking, zoals ook in figuur 6.3 te zien is. Bij zeer lage waarden van  $\omega_c$  zal dus ook de LPF-schatter onbruikbaar worden. De versterking van de offset-fouten in de meting van de statorspanning en -stromen zal immers belangrijk worden en de geschatte statorfluxcomponenten bevatten belangrijke DC-afwijkingen. Hierdoor zal het middelpunt van de geschatte statorfluxlocus in het  $\alpha\beta$ -vlak verschuiven.

Door het vervangen van de zuivere integrator met een laagdoorlaatfilter worden ook de problemen ten gevolge van een slechte initialisatie opvangen. Doordat de LPF, in tegenstelling tot de integrator, steeds meer ‘vergeet’ wat de toestand in het verleden was zal na verloop van tijd de foute initialisatie geen effect meer



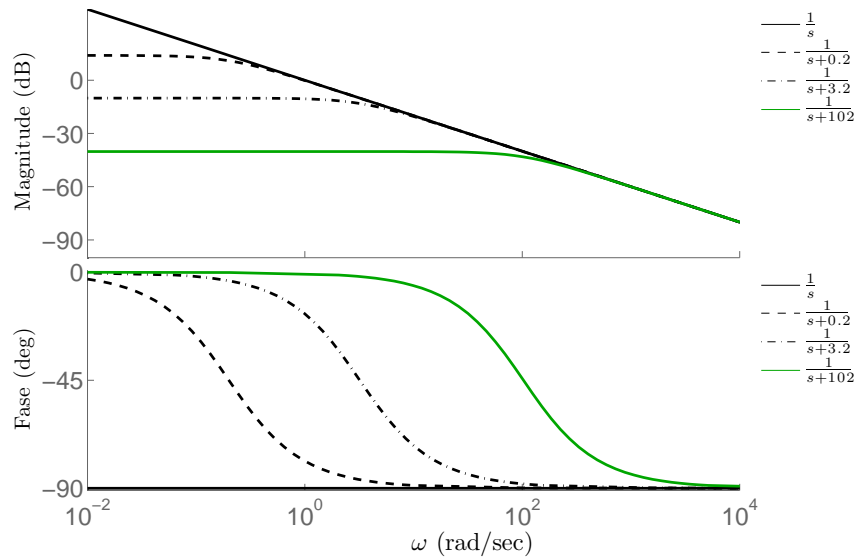
hebben. Dit kan nog het eenvoudigst ingezien worden aan de hand van de discrete formulering (bemonsteringsperiode  $T_u$ ) voor een LPF van vergelijking (6.6) en deze voor de integrator van vergelijking (6.7).

$$y^k = \alpha x^k + (1 - \omega_c \alpha) y^{k-1} \text{ met } \alpha = \frac{T_u}{\omega_c T_u + 1} \quad (6.6)$$

$$y^k = T_u x^k + y^{k-1} \quad (6.7)$$

Hierbij is onmiddellijk duidelijk dat voor beide schatters de waarde van de uitgang  $y^k$  op bemonsteringsogenblik  $k$  bepaald wordt door de ingang  $x^k$  en de vorige waarde van de uitgang  $y^{k-1}$ . Bij de integrator echter zullen alle fouten behouden worden en offsets geaccumuleerd doordat de coëfficiënt van  $y^{k-1}$  gelijk aan 1 is. Bij een LPF is  $1 - \omega_c \alpha < 1$  en wordt het effect van initiële fouten dus steeds kleiner. Voor een gegeven waarde van  $T_u$  zal dit vergeten sneller gebeuren naarmate  $\omega_c$  groter is, of dus de tijdsconstante  $\tau$  kleiner.

Het is dus duidelijk dat wanneer een LPF gebruikt wordt als statorfluxschatter er een aantal tegenstrijdige eisen zijn voor de selectie van de afsnijfrequentie van het filter. Een lage afsnijfrequentie betekent immers een grote tijdsconstante, wat een



Figuur 6.3: Bode diagramma voor LPF met verschillende afsnijfrequenties.

trage convergentie van de fluxschatting tot gevolg heeft en dus een grote invloed van initiële toestanden en offset in de metingen. Het bruikbare snelheidsbereik is echter groot. Een hoge afsnijfrequentie daarentegen beperkt de ondergrens van het snelheidsbereik van de machine waarin de schatter goed werkt. De convergentie zal echter snel zijn en de drift en initialisatieproblemen beperkter. Deze trade-off komt tot uiting in figuur 6.3. Voor een gegeven afsnijfpulsatie  $\omega_c$  is de faseverdraaiing en versterking van de filter voor een frequentie  $\omega$  gegeven door:

$$\phi = \text{atan}(\tau\omega) \quad (6.8)$$

$$K = \frac{1}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}} \quad (6.9)$$

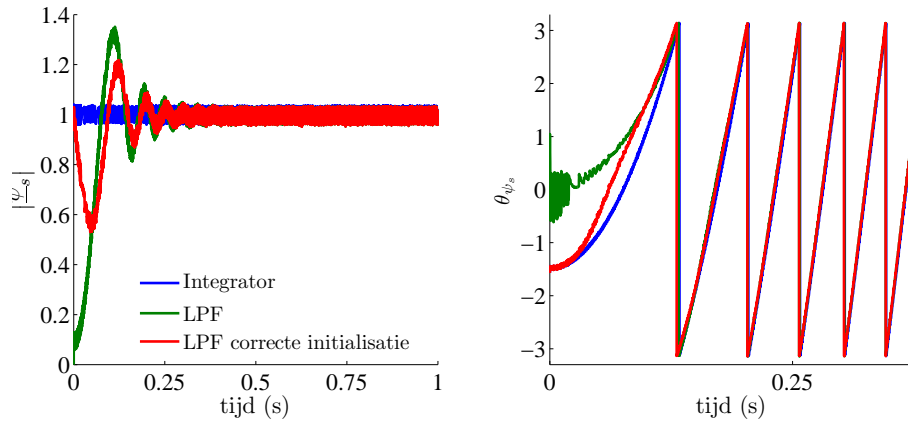
Deze grootheden zullen de prestatie van deze schatter bepalen en de resulterende amplitude-attenuatie en faseverdraaiing zijn dan ook de meest genoemde nadelen. Verschillende methodes [108] bestaan om deze effecten geheel of gedeeltelijk te compenseren, maar deze zijn meestal gebaseerd op veronderstellingen in regime en garanderen dus nog geen goede werking in transiënten.

Tenslotte dient opgemerkt te worden dat voor een digitale implementatie eenvoudig de afsnijfrequentie kan aangepast worden aan de snelheid. De laagfrequente werking blijft echter problematisch. Bij een digitale implementatie kan ook in een initialisatie van de LPF voorzien worden. Het is duidelijk dat voor een PMSM deze initialisatie nodig is voor een vlotte aanloop. Bij het ontbreken van de initialisatie kan zelfs een initiële aanloop in de tegengestelde zin bekomen worden. In figuren 6.4 en 6.5 is het ook duidelijk dat de initialisatie de controle tijdens de aanloop van een LT-DTC aandrijving voor een PMSM verbetert. Toch is de dynamica van zelfs een correct geïnitieerde LPF minder goed dan deze van een integrator en blijft er een kleine amplitude- en hoekfout bestaan.

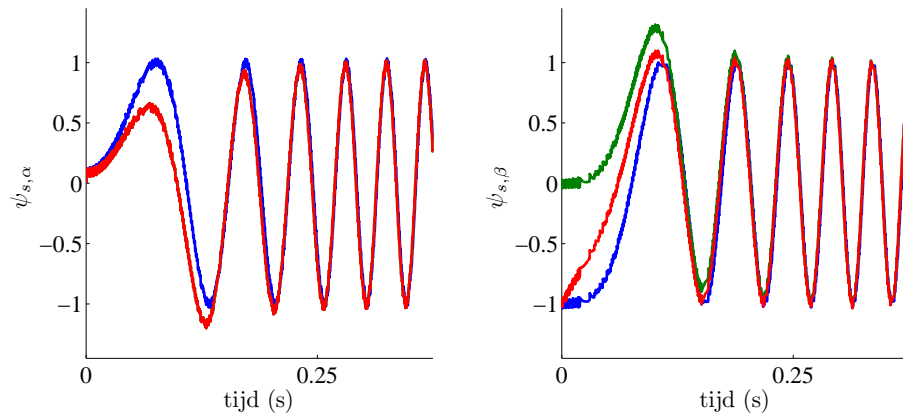
## 6.4 Gesloten-kring-schatters: gestabiliseerde integratoren en laagdoorlaatfilters

Gesloten-kring-schatters kunnen direct afgeleid worden uit de open-kring-versies. Verschillende aanpakken zijn mogelijk. Een eerste optie is het continu corrigeren van de schatting. De tweede optie bestaat erin om periodiek de geaccumuleerde fout van de integrator te verwijderen door de integrator te herinitialiseren met een niet-gedivergeerde waarde. Het is duidelijk dat in het laatste geval veel aandacht moet besteed worden aan de accuraatheid van de herinitialisatiewaarde.

In de literatuur zijn heel wat gesloten-kring-methodes voorgesteld die behoren tot de categorie van gestabiliseerde versies van schatters gebaseerd op de integratie van de tegen-emk. Hoewel deze methodes soms worden voorgesteld als specifiek



Figuur 6.4: Vergelijking van integrator en LPF (met en zonder initialisatie) bij ideale omstandigheden voor de statorfluxschatting bij LT-DTC voor PMSM1. Links:  $|\psi_s|$ , rechts:  $\theta_{\psi_s}$



Figuur 6.5: Vergelijking van integrator en LPF (met en zonder initialisatie) bij ideale omstandigheden voor de statorfluxschatting bij LT-DTC voor PMSM1. links:  $\psi_{s\alpha}$ , rechts:  $\psi_{s\beta}$

geldig voor inductiemachines of permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines zijn ze, gezien het feit dat het spanningsmodel van §2.2.1 universeel is voor draaiveldmachines, voor alle types draaiveldmachines bruikbaar. In dit werk zal niet getracht worden een volledig overzicht te geven van de bestaande en nieuwe schatters, maar zullen een aantal kenmerkende schatters besproken worden. Elk besproken type schatter zal de stabilisatie op een specifieke wijze realiseren en het

is eerder deze wijze dan de specifieke implementatie waarop gefocust zal worden.

#### 6.4.1 Gesloten-kring-integrator met PCLPF

In [101] wordt een programmeerbare cascade van laagdoorlaatfilters (programmable cascaded low-pass filter, PCLPF) voorgesteld om de herinitialisatiewaarde voor een zuivere integrator te bekomen. Op deze manier zullen geaccumuleerde fouten tengevolge van offset in de metingen verwijderd worden. In [101] worden echter geen verdere details gegeven i.v.m. de implementatie en de bekomen performantie. Deze zaken worden hier wel behandeld en het gedrag van de schatter wordt geanalyseerd. De PCLPF werd voor het eerst voorgesteld in [109].

Een PCLPF bestaat, zoals de naam duidelijk maakt, uit  $n$  laagdoorlaatfilters met (software- of hardwarematige) instelbare tijdsconstante en compensatieversterking die in serie geplaatst worden. Voor een LPF met statische eenheidsversterking is de transferfunctie gegeven door

$$\frac{1}{\tau s + 1} \quad (6.10)$$

Met de fasehoek en versterking van de  $i^{\text{de}}$  LPF

$$\phi = \text{atan}(\tau_i \omega) \quad (6.11)$$

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega)^2}} \quad (6.12)$$

kunnen de totale fasena-ijling en attenuatie geschreven worden als:

$$\phi_T = \text{atan}(\tau_1 \omega) + \text{atan}(\tau_2 \omega) + \dots + \text{atan}(\tau_n \omega) \quad (6.13)$$

$$K_T = \frac{1}{\sqrt{(1 + (\tau_1 \omega)^2)(1 + (\tau_2 \omega)^2) \dots (1 + (\tau_n \omega)^2)}} \quad (6.14)$$

Wanneer alle filters identiek zijn, worden volgende uitdrukkingen bekomen:

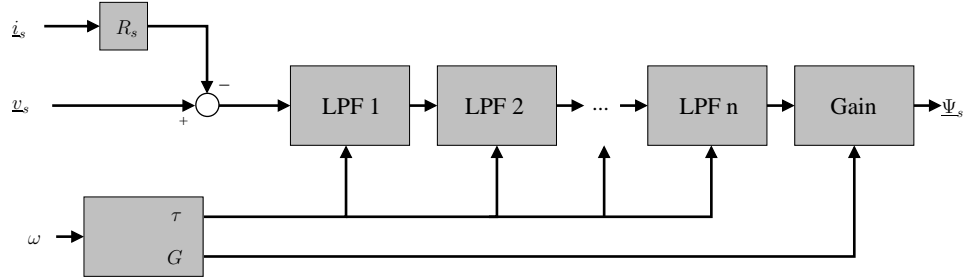
$$\phi_T = n\phi = n \text{atan}(\tau \omega) \quad (6.15)$$

$$K_T = nK = \frac{1}{\sqrt{(1 + (\tau \omega)^2)^n}} \quad (6.16)$$

De PCLPF moet het gedrag van een zuivere integrator hebben bij de fundamentele frequentie zodat een geschikte herinitialisatiewaarde bekomen worden. Voor een zuivere integrator bedraagt de fasena-ijling  $\pi/2$  en is de attenuatie gegeven door  $1/\omega$ . Dit betekent dat aan de volgende voorwaarden moeten voldaan zijn:

$$\phi_T = n \text{atan}(\tau \omega) = \frac{\pi}{2} \quad (6.17)$$

$$GK_T = \frac{G}{\sqrt{(1 + (\tau \omega)^2)^n}} = \frac{1}{\omega} \quad (6.18)$$



Figuur 6.6: Structuur van de schatter gebaseerd op programmable cascaded low-pass filters (PCLPF)

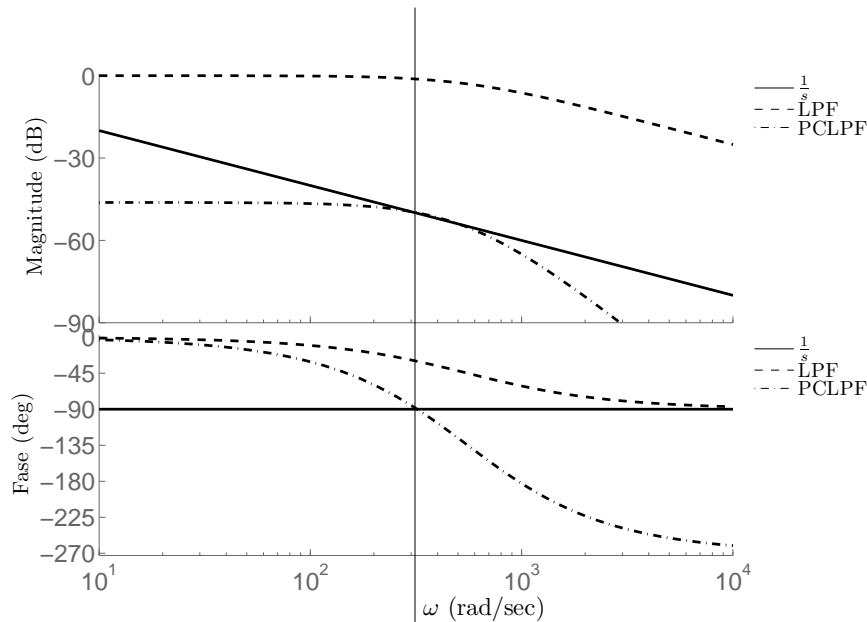
Waarbij  $G$  de compensatieversterking is. Uit vergelijkingen (6.17)-(6.18) kunnen de instelbare tijdsconstante en de compensatieversterking bepaald worden:

$$\tau = \frac{\tan(\frac{\pi/2}{n})}{\omega} \quad (6.19)$$

$$G = \frac{\sqrt{(1 + (\tau\omega)^2)^n}}{\omega} \quad (6.20)$$

In figuur 6.7 is het Bode-diagramma getoond voor een 3-traps PCLPF, zoals besproken in [101, 110, 111], met een ingestelde fundamentele frequentie van  $\omega = 2\pi 50$  rad/s. Het is duidelijk dat het gedrag van de PCLPF op de fundamentele frequentie overeenstemt met een integrator. Bovendien zorgt het laagdoorlaatkarakter van de PCLPF ervoor dat problemen van divergentie door offset zich niet voordoen. Hiermee voldoet de PCLPF aan een aantal gewenste eigenschappen: het levert een stabiele benadering van de statorflux, waarbij er geen fout optreedt in de amplitude en fase bij de fundamentele frequentie. Tegelijkertijd worden ook de nadelen duidelijk: deze fundamentele frequentie moet zeer nauwkeurig gekend zijn en bovendien geeft de statorfluxschatting door de PCLPF enkel deze fundamentele component. De fundamentele frequentie kan bepaald worden door de gemiddelde snelheid van de statorfluxvector (voor een PMSM de regimerotorsnelheid) of de fundamentele frequentie van statorspanning of statorstroom te bepalen. Dit kan op verschillende manieren gebeuren:

- de rotorsnelheid kan gemeten worden, voor de synchrone machine levert dit meteen de fundamentele frequentie op van de statorflux (met kleine afwijkingen in transiënten), voor de inductiemachine moet hiervoor nog een (vrij parametergevoelige) slipcorrectie uitgevoerd worden
- de hoekverandering van de statorfluxvector kan gefilterd worden om de gemiddelde rotatiesnelheid van de statorfluxvector te bekomen



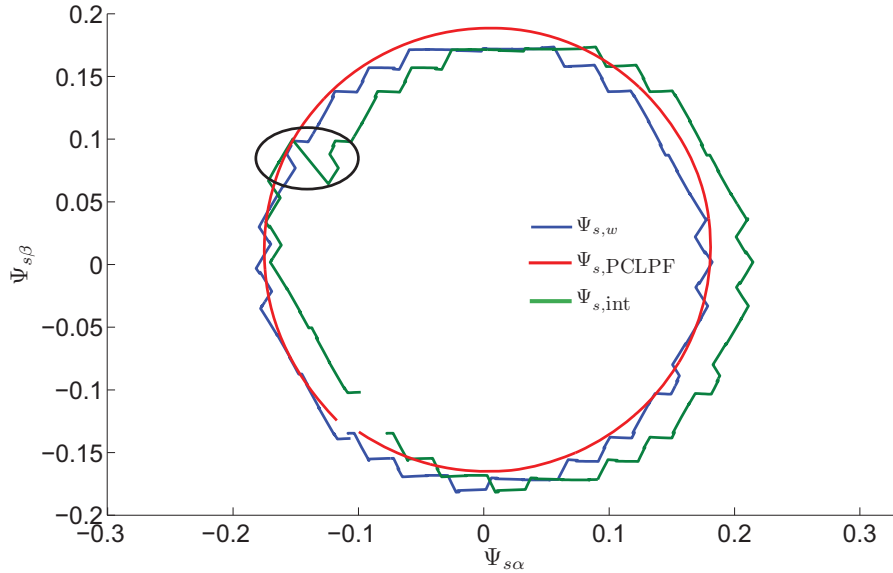
Figuur 6.7: Bode diagramma voor de integrator, één LPF uit de cascade en de PCLPF met versterking. De PCLPF heeft dezelfde versterking en fasehoek voor de fundamentele frequentie.

- nuldoorgangen in statorstroom kunnen gedetecteerd worden om een (gefilterde) fundamentele periode te bekomen
- met een fasevolger of via een FFT kan de fundamentele frequentie van statorspanning, -stroom of -flux bepaald worden

Het zal echter steeds zo zijn dat er een trade-off is tussen de nauwkeurigheid van deze schatting van de fundamentele frequentie (en dan vooral het al dan niet optreden van pieken) en de snelheid waarmee de frequentieschatting convergeert na het optreden van een transiënt. Zowel een sterk variërende frequentieschatting als een te trage frequentieschatting resulteren in afwijkingen voor de herinitialisatiewaarde van de statorfluxschatting.

In vergelijkingen (6.19)-(6.20), is duidelijk te zien dat de tijdsconstante en versterking oneindig groot worden als  $\omega$  tot nul nadert. Bijgevolg is een behoorlijke werking van de PCLPF, net zoals van de LPF overigens, bij zeer lage frequenties niet mogelijk.

Hoewel de PCLPF een integrator is op de fundamentele frequentie (fasena-ijling



Figuur 6.8: Locus van de statorfluxschatting (werkelijke statorflux  $\Psi_{s,w}$ , geschatte fundamentele  $\Psi_{s,PCLPF}$  en geschatte statorflux  $\Psi_{s,int}$ )

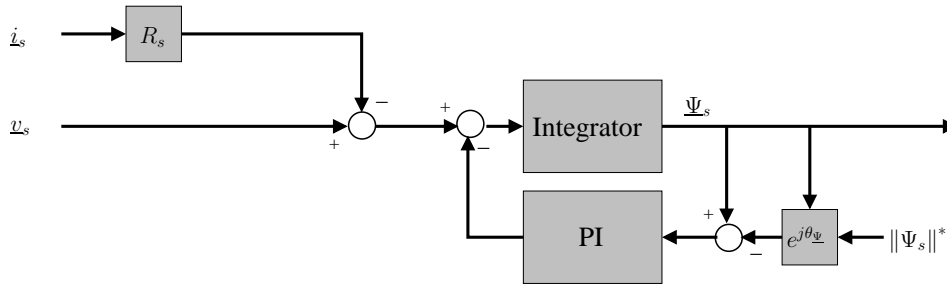
en attenuatie worden vermeden) en tegelijkertijd driftproblemen vermijdt, is de resulterende schatting op zichzelf niet te gebruiken omdat de hogere-frequentie-componenten niet behouden worden. De schatting wordt daarom gebruikt om een zuivere integrator te resetten, ofwel op gegeven tijdstippen, ofwel wanneer het verschil tussen de uitgangen van de PCLPF en de integrator een zekere drempel overschrijdt. In figuur 6.8 is het resultaat van het algoritme in simulatie getoond. Hierbij vindt een herinitialisatie van de integrator plaats telkens als de euclidische afstand tussen de tippen van de statorfluxschattingen  $\Psi_{s,PCLPF}$  en  $\Psi_{s,int}$  groter is dan een gegeven waarde<sup>1</sup>. Er is een kleine DC-offset voorzien in de  $\alpha$ -component van de statorspanning waardoor de schatting naar rechts drift en dus divergeert van de werkelijke flux  $\Psi_{s,w}$ . In de figuur is aangeduid waar de geschatte flux  $\Psi_{s,int}$  teveel afwijkt van de geschatte fundamentele  $\Psi_{s,PCLPF}$  waardoor een herinitialisatie van de integrator uitgevoerd wordt. Natuurlijk zijn er meerdere mogelijkheden om de beslissing tot herinitialisatie te nemen. Wanneer bijvoorbeeld een fout in de fase van fluxvector prioriteit moet krijgen boven een amplitudedefout wordt de afba-

<sup>1</sup>Bijvoorbeeld uitgedrukt als een veelvoud van de hysteresisband op de statorfluxamplitude.

kening van de toelaatbare fout een ellips i.p.v. een cirkel. De belangrijkste voor- en nadelen van deze schatter zullen er echter niet mee veranderen. Hierbij is het belangrijkste voordeel dat, ongeacht de storende invloeden, de statorfluxschatting stabiel blijft zolang de fundamentele component door de PCLPF correct bepaald wordt. Toch is het duidelijk dat stabiliteit niet betekent dat er een goede schatting gerealiseerd wordt. Bij grote offsets in de metingen bijvoorbeeld zal het veelvuldige resetten de controle sterk beïnvloeden. Omdat de PCLPF niet kan werken bij lage frequenties, moet bij lage snelheden de herinitialisatie uitgeschakeld worden. Dit betekent dat langdurige werking bij lage snelheid niet mogelijk is.

### 6.4.2 Gesloten-kring-integrator met PI-correctie

Uiteraard zijn er ook andere manieren om een zuivere integrator te stabiliseren via een bijkomende feedback. In [105] wordt de input van de integrator  $\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s$  gewijzigd met een bijkomende, corrigerende input  $\underline{e}_k$ , zoals voorgesteld in figuur 6.9. De correctievector  $\underline{e}_k$  is de uitgang van een PI-compensator, die het foutsig-

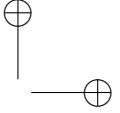
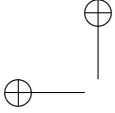


Figuur 6.9: Gesloten-kring-integrator met PI

naal tussen de geschatte en de ‘werkelijke’ statorfluxvector als ingang heeft. Om de correctie uit te voeren is er dus de nood aan een alternatieve schatting van de statorfluxvector die niet via open-kring-integratie bekomen wordt, maar natuurlijk niet de fysisch werkelijke waarde zal zijn. Soortgelijke methodes, waarbij een correctie wordt uitgevoerd aan de hand van een alternatieve waarde voor de statorflux, worden ook behandeld in [16]. Daarbij worden verschillende mogelijkheden besproken om de alternatieve fluxschatting voor de correctie te bekomen. In de praktijk wordt meestal voor de amplitude van deze correctieschatting de wenswaarde voor de amplitude genomen en voor de fase van de vector de waarde die bekomen is met de open-kring-integratie.

In [105] wordt gesteld dat met deze schatter de statorfluxschatting geforceerd wordt op een cirkelvormige trajectorie met asymptotische faseconvergentie. Deze gesloten-kring-integrator zal duidelijk geen drift vertonen en kan ook met incorrecte waarden van de statorweerstand correcte fluxschattingen bekomen. De dynami-





sche performantie en ook de stabiliteit van de methode zijn echter niet zomaar gegarandeerd en zullen duidelijk afhangen van de parameters van de PI-regelaar. Hierbij dient opgemerkt te worden dat een goede afstelling van deze parameters niet vanzelfsprekend is.

### 6.4.3 Gesloten-kring laagdoorlaatfilter in het stationair referentiestelsel

Het basisidee bij de vorige schatter bestaat erin de geschatte flux te corrigeren aan de hand van een correct veronderstelde waarde. Deze kan dan bijvoorbeeld worden geconstrueerd door de statorfluxvector samen te stellen met de referentiemodulus en de geschatte hoek. Dit basisidee kan ook gebruikt worden om een statorflux-schatting te bekomen die enerzijds de inherente stabiliteit van het LPF combineert met een goede laagfrequente werking zoals ook besproken in [16]. Uitgaande van de open-kring-integratie kan geschreven worden:

$$\underline{\Psi}_s = \frac{s + \omega_c}{s} \underline{\Psi}_s - \frac{\omega_c}{s} \underline{\Psi}_s = \frac{\omega_c}{s} \underline{e} \quad (6.21)$$

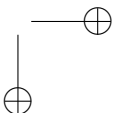
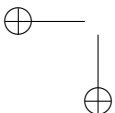
wat toelaat om te schrijven

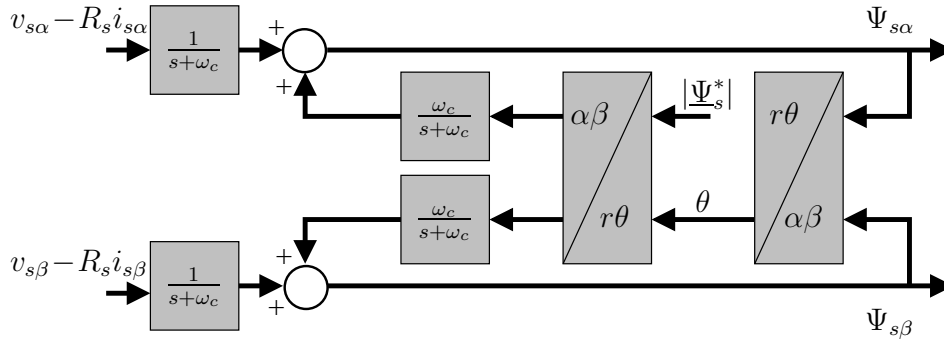
$$\underline{\Psi}_s = \frac{1}{s + \omega_c} \underline{e} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \underline{\Psi}_s \quad (6.22)$$

Deze uitdrukking voor de statorflux bestaat uit twee delen, enerzijds de semi-integratie van de tegen-EMK met een LPF en anderzijds de waarde van de statorflux na een laagdoorlaatfilter met statische eenheidsversterking. Wanneer de statorfluxvector voor deze term vervangen wordt door een schatting die niet (of toch niet rechtstreeks) uit de semi-integratie van de EMK volgt, geldt de volgende uitdrukking:

$$\underline{\Psi}_s \approx \frac{1}{s + \omega_c} \underline{e} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{\underline{\Psi}}_s \quad (6.23)$$

Het schema van figuur 6.10 toont een mogelijke implementatie van dit type schatter. Hierbij wordt de ‘onafhankelijke’ fluxschatting bekomen uit de geschatte fluxhoek en de referentiemodulus. De voordelen zijn een verbeterde werking bij lage frequenties en foutieve statorweerstandswaarde. De bekomen statorfluxschatting zal echter daarom niet noodzakelijk gelijk zijn aan de werkelijke waarde, zelfs bij ideale omstandigheden. Bovendien zijn de dynamische eigenschappen moeilijk te analyseren.

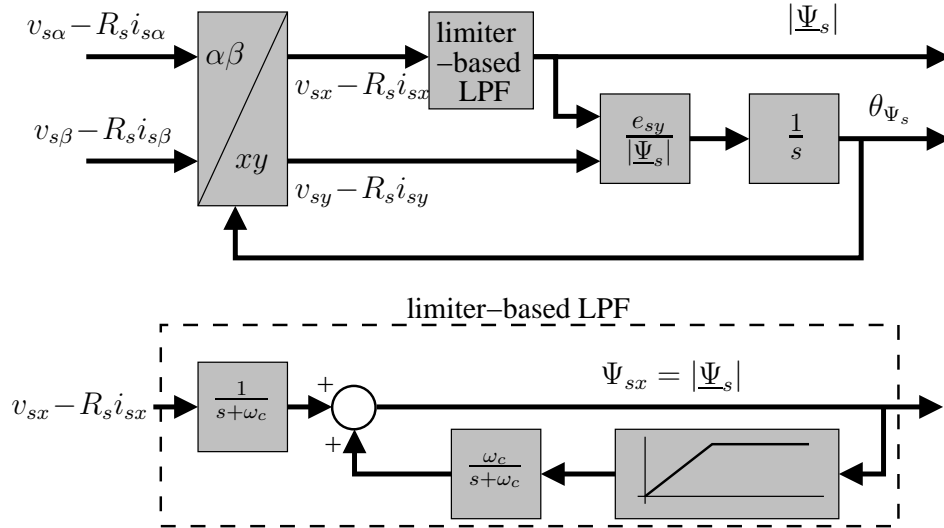




Figuur 6.10: Gesloten-kring LPF in het stationair referentiestelsel

#### 6.4.4 Gesloten-kring laagdoorlaatfilter in statorfluxreferentiestelsel

De statorfluxschatting kan, zoals in [55], ook in het statorfluxreferentiestelsel uitgevoerd worden met een structuur zoals deze van vergelijking (6.23). Enerzijds is er dus het LPF-gedeelte dat zorgt voor de semi-integratie van de tegen-EMK. Anderzijds een terugkoppeling die de fout in de uitgang moet compenseren. In [55] wordt deze integratie ‘limiter-based LPF’ genoemd. Zoals in figuur 6.11 te zien is, bestaat de ‘onafhankelijke’ statorfluxschatting  $\hat{\underline{\Psi}}_s$  uit de begrensde waarde van de actuele schatting. Hierbij wordt  $\hat{\underline{\Psi}}_s$  beperkt tot een waarde die gelijk is aan (of iets groter) dan de nominale statorflux. Aangezien de schatting met vergelijking (6.23) een zuivere integrator voorstelt zal de integratie en het verder divergeren gestopt worden als de begrenzing actief is. Uiteraard kan dit principe ook in stationaire  $\alpha\beta$ -coördinaten gebruikt worden. Dit is bijvoorbeeld het geval in [22]. De eigenschappen zijn dan vergelijkbaar met deze van de eerder besproken gesloten-kringschatters in het stationaire referentiestelsel. Bij het gebruik van de limiter-based LPF in het statorfluxreferentiestelsel zoals in figuur 6.11 bestaat de uitgang van de schatting meteen uit de statorfluxmodulus en statorfluxhoek, of dus de statorfluxvector in polaire coördinaten. Omdat de schatting gebeurt in een referentiestelsel dat synchroon is met de statorflux en waarvan de  $x$ -as volgens de statorfluxvector ligt, is de grootte van  $\Psi_{sx}$  meteen de fluxmodulus. Indien de oriëntatie goed uitgevoerd is, zal  $e_{sy} = v_{sy} - R_s i_{sy}$  gelijk aan nul zijn. Bij afwijkingen wordt de rotatiehoek aangepast. Hierdoor vertoont de schatter het gedrag van een fasevolger (phase-locked loop).



Figuur 6.11: Gesloten-kring LPF met schatting in polaire coördinaten

#### 6.4.5 Besluit voor gesloten-kring-schatters gebaseerd op het spanningsmodel

De verschillende alternatieven om met een correctie of herinitialisatie van de integrator of LPF een stabielere schatting te bekomen, kunnen in principe tegemoet komen aan de eerder besproken problemen voor de open-kring-schatters. Dit gaat echter steeds ten koste van de dynamica van de schatting. Bovendien worden de schatters vrij complex om nog eenvoudig te analyseren en kan de stabiliteit dus niet altijd gegarandeerd worden (zoals in [112, 113] voor een eenvoudige integrator). In het bijzonder blijven deze schatters, zoals alle schatter gebaseerd op het spanningsmodel, kritisch afhankelijk van de statorweerstand.

Deze afhankelijkheid kan op twee manieren tegen gegaan worden. Ten eerste kan de stabilisatie gebeuren a.d.h.v. een schatting die bekomen werd zonder gebruik te maken van het spanningsmodel. Ten tweede moet, indien toch een schatter gebaseerd op het spanningsmodel gebruikt wordt, een thermisch model van de machine gebruikt worden om de statorweerstandsvariatie te schatten.

### 6.5 Open-kring-schatters: Stroommodel

In de vorige paragrafen werden zowel open-kring als gesloten-kring-versies besproken van statorfluxschatters die enkel op de statorspanningsvergelijkingen van

draaiveldmachines gebaseerd zijn. Deze hebben een aantal duidelijke voordelen, zo zijn ze universeel inzetbaar en moet slechts één motorparameter gekend zijn. De nadelen van deze schatters zijn de gevoeligheid aan deze ene parameter en de drift ten gevolge van meetfouten. Technieken die deze problemen trachten te reduceren, introduceren vaak nieuwe fouten en hebben een minder gunstig dynamisch gedrag, hoewel dit laatste zeer moeilijk te evalueren is. Bovendien zullen deze schatters invariabel slecht presteren bij (heel) lage snelheden en kunnen ze inherent geen werking in stilstand aan.

Omwille van deze problemen die ontstaan bij het bepalen van de statorflux uit enkel de statorspanningsvergelijkingen, wordt vaak gebruik gemaakt van schatters die gebaseerd zijn op het stroommodel van de machine. Deze schatters kunnen op zichzelf gebruikt worden, over gans het snelheidsbereik van de machine, of aanvullend op een spanningsmodel-gebaseerde schatter, bijvoorbeeld bij lage snelheden. In eerste instantie wordt hier het gebruik van open-kring-varianten besproken.

### 6.5.1 Inductiemachine

Uitgaande van de dynamische vergelijkingen voor de inductiemachine van hoofdstuk 2 kunnen verschillende varianten geconstrueerd worden voor een stroommodel voor statorfluxschatting. Daarbij wordt uiteraard de statorflux steeds uitgedrukt als het product van stromen en inductanties. Hier wordt slechts één mogelijkheid meer in detail besproken. De voor- en nadelen gelden echter voor de volledige klasse van schatters.

Eén van de meest gebruikte aanpakken, zie ook [25], gaat uit van de dynamische vergelijkingen in een  $xy$ -referentiestelsel dat roteert met de mechanische rotor-snelheid (het rotorfluxreferentiestelsel kan ook gebruikt worden, maar dan is een nauwkeurige schatting van de rotorfluxpositie nodig).

$$v_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} - \omega_m \Psi_{sx} \quad (6.24)$$

$$v_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} + \omega_m \Psi_{sy} \quad (6.25)$$

$$0 = R_r i_{ry} + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} \quad (6.26)$$

$$0 = R_r i_{rx} + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} \quad (6.27)$$

In dit referentiestelsel zijn de definities van de stator- en rotorfluxen gegeven door:

$$\Psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} \quad (6.28)$$

$$\Psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx} \quad (6.29)$$

$$\Psi_{ry} = L_m i_{sy} + L_r i_{ry} \quad (6.30)$$

$$\Psi_{rx} = L_m i_{sx} + L_r i_{rx} \quad (6.31)$$

Uit vergelijkingen (6.24)-(6.31) kunnen de uitdrukkingen (6.32)-(6.33) bekomen worden voor de rotorfluxschatting in het  $xy$ -referentiestelsel:

$$\frac{d\Psi_{ry}}{dt} = \frac{1}{\tau_r}(L_m i_{sy} - \Psi_{ry}) \quad (6.32)$$

$$\frac{d\Psi_{rx}}{dt} = \frac{1}{\tau_r}(L_m i_{sx} - \Psi_{rx}) \quad (6.33)$$

waarbij  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ . Merk op dat deze rotorfluxschatting gevoelig is aan de parameters van de inductiemachine, maar dat de statorstroom en de rotorpositie eenvoudig te meten zijn. Met de gemeten rotorpositie kan vervolgens de rotorflux getransformeerd worden naar het stationaire  $\alpha\beta$ -referentiestelsel. In dat referentiestelsel kan vervolgens met de volgende vergelijkingen de statorfluxschatting berekend worden uit de rotorfluxschatting:

$$\Psi_{s\alpha} = \frac{L_m}{L_r}\Psi_{rd} + \sigma L_s i_{s\alpha} \quad (6.34)$$

$$\Psi_{s\beta} = \frac{L_m}{L_r}\Psi_{rq} + \sigma L_s i_{s\beta} \quad (6.35)$$

### 6.5.2 Permanent-magneetbekerachtigde synchrone machine

Voor een PMSM lijkt het, doordat de positie van de rotorflux bepaald wordt door de permanente magneten, bijzonder eenvoudig en voor de hand liggend om de statorflux te berekenen aan de hand van een stroommodel. Het stroommodel voor een IPMSM in het rotorfluxreferentiestelsel  $dq$  is, zoals reeds besproken in §2.3, gegeven door de volgende vergelijkingen:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \quad (6.36)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (6.37)$$

Voor een SPMSM luiden de vergelijkingen in het stationair referentiestelsel  $\alpha\beta$ :

$$\Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Psi_f \cos(\theta) \quad (6.38)$$

$$\Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Psi_f \sin(\theta). \quad (6.39)$$

Het is uit de vergelijkingen (6.36)-(6.39) direct duidelijk dat deze methodes sterk afhangen van de rotorpositie en de statorinductanties. Bijgevolg is het gebruik van een positiesensor, of een positieschatting, noodzakelijk. Uiteraard zal ook de verzaaging van de machine zorgen voor afwijkende waarden voor de statorinductanties en dus de schatting beïnvloeden. Hierbij moet ook de wederzijdse beïnvloeding van de beide magnetische assen  $d$  en  $q$  in acht genomen worden [84].

### 6.5.3 Voordelen en nadelen van stroommodelschatters

De voordelen zijn:

- Goede nauwkeurigheid over het volledige snelheidsbereik, in het bijzonder bij lage snelheden tot stilstand.
- Inherent goede dynamica en goed regimegedrag.
- Geen gevoeligheid aan temperatuursafhankelijke statorweerstand.

De nadelen zijn:

- Erg gevoelig aan de motorparameters.
- Nood aan een rotorpositiemeting of positieschatting

## 6.6 Observers voor statorfluxschatting zonder stochastisch storingsmodel

Om de parameterafhankelijkheid te verminderen en om de noodzakelijke rotorpositieschatting in het stroommodel uit te voeren, kan een toestandsreconstructor (state observer of kortweg observer genoemd) gebruikt worden. Hier worden slechts enkele mogelijke observers zonder stochastisch storingsmodel kort aangehaald. Dit type observer werd niet onderzocht binnen het kader van dit proefschrift. Verschillende types van deze toestandsreconstructors zijn uitgebreid besproken in de literatuur, een overzicht is te vinden in [17, 101].

### 6.6.1 Toestandsreconstructie

Een observer of toestandsreconstructor berekent aan de hand van een model voor een systeem en op basis van metingen van de in- en uitgangen de niet-meetbare toestandscomponenten. In het geval van elektrische aandrijvingen met statorfluxcontrole kunnen de aangelegde spanningen en de stromen eenvoudig gemeten worden. Ook de snelheid en/of rotorpositie kunnen gemeten worden (alhoewel men vaak verkiest ook deze grootheden te schatten, eventueel met een observer). Op basis van deze metingen worden dan de statorfluxcomponenten berekend. Hier worden kort de principes van de Luenberger observer besproken. Dit is een eenvoudige toestandsreconstructor die zowel voor IM als PMSM kan toegepast worden.

Uitgaande van een discrete-tijd-toestandsmodel voor een dynamisch systeem

$$\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}^k + \mathbf{B}\mathbf{u}^k \quad (6.40)$$

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{C}\mathbf{x}^k + \mathbf{D}\mathbf{u}^k \quad (6.41)$$

kan op update-ogenblik  $k$  de toestand van het systeem  $\mathbf{x}^{k+1}$  bepaald worden aan de hand van de gemeten uitgang  $\mathbf{y}$  en de ingang  $\mathbf{u}$  op update-ogenblik  $k$ . De geschatte toestand en uitgang worden aangeduid als  $\hat{\mathbf{x}}^{k+1}$  en  $\hat{\mathbf{y}}^k$ . Het dynamisch model vormt de basis van de observer, maar er wordt een bijkomende term toegevoegd die ervoor zorgt dat bij afwijkingen in de geschatte uitgangen ten opzichte van de gemeten uitgangen de toestandsschatting gecorrigeerd wordt:

$$\hat{\mathbf{x}}^{k+1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}^k + \mathbf{K}[\mathbf{y}^k - \hat{\mathbf{y}}^k] + \mathbf{B}\mathbf{u}^k \quad (6.42)$$

$$\hat{\mathbf{y}}^k = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}^k + \mathbf{D}\mathbf{u}^k \quad (6.43)$$

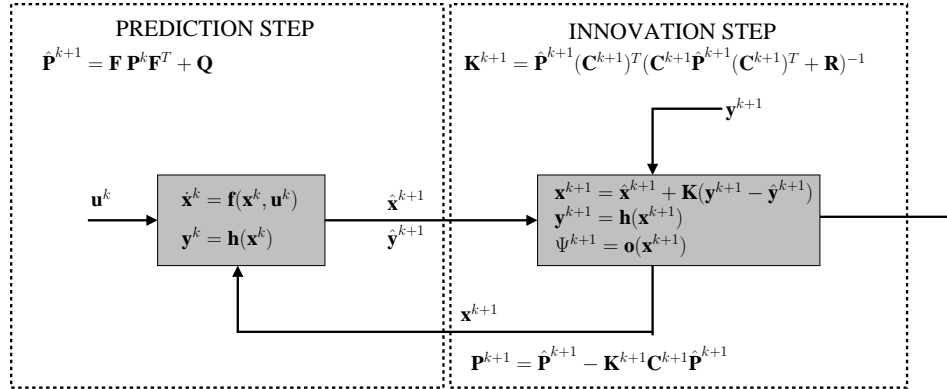
De matrix  $\mathbf{K}$  wordt zo bepaald dat de schatting verbetert. De schattingsfout  $\mathbf{e}^k = \hat{\mathbf{x}}^k - \mathbf{x}^k$  moet naar 0 convergeren voor  $k \rightarrow \infty$ . Voor de Luenberger observer van vergelijkingen (6.42)-(6.43) geldt dat  $\mathbf{e}^{k+1} = (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})\mathbf{e}^k$ . Bijgevolg moeten de eigenwaarden van  $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}$  binnen de eenheidscirkel liggen opdat asymptotische convergentie bereikt zou worden. De keuze van de correctiematrix  $\mathbf{K}$  moet dus met de nodige zorg gebeuren. In [16] wordt het ontwerpen van toestandsreconstructoren voor inductiemachines uitgebreid behandeld.

De hier besproken Luenberger observer is geformuleerd voor een lineair systeem. Dit betekent dat voor de toepassing bij elektrische aandrijvingen de modellen moeten gelineariseerd worden. Alternatief kunnen ook niet-lineaire observers gebruikt worden. Bij elektrische aandrijvingen komen Sliding-Mode Observers (SMO) veel voor in de literatuur [114] maar ook Extended Luenberger Observers (ELO).

### 6.6.2 Gecombineerde toestandsreconstructie en parameterschattingen

Wanneer simultaan met de toestand van het systeem ook de modelparameters dienen bepaald te worden kan gebruik gemaakt worden van een gecombineerde toestandsreconstructie en parameterschatting. Indien de rotorpositie en/of -snelheid als parameter behandeld wordt, kan deze techniek ook toegepast worden om de mechanische toestand te schatten zonder de mechanische dynamica te moeten modelleren.

Er wordt hier niet verder ingegaan op de verschillende technieken bij de toestandsreconstructie zonder stochastisch storingsmodel. Dit onderwerp wordt echter uitgebreid behandeld verder in dit proefschrift voor observers met een stochastisch storingsmodel. In de literatuur echter vindt men veel toepassingen terug. In [16, 115] worden model reference adaptive system (MRAS) en adaptieve toestandsreconstructietechnieken besproken. Bij deze technieken zorgt een afzonderlijk aanpassingsmechanisme ervoor dat op basis van het verschil tussen een adaptief model en een referentiemodel de parameters van het adaptieve model aangepast worden.



Figuur 6.12: Principeschema EKF, de 'predictor-corrector' structuur is duidelijk te zien.

## 6.7 Observers met stochastisch storingsmodel: Extended Kalman Filter

Naast de schatters gebaseerd op het spanningsmodel en het stroommodel werd wel onderzoek verricht naar de statorfluxschatting aan de hand van observers met een stochastisch storingsmodel, namelijk het Extended Kalman Filter (EKF). Het EKF is in staat de stochastische eigenschappen van de meet- en modelstorings in rekening te brengen. Bovendien geeft de formulering van het EKF een uitdrukking voor de correctiematrix  $K$ . Dit is een zeer belangrijke bijkomende eigenschap van het EKF, aangezien geen poolplaatsingsmethodes meer nodig zijn.

### 6.7.1 Het EKF: algemeen

Het EKF wordt vaak toegepast voor de sensorloze controle van inductiemachines en synchrone machines met permanente magneten, waarbij gefocust wordt op het bepalen van de rotor(flux)positie voor veldoriëntatie in het rotorfluxreferentiestelsel [116]. Veel minder publicaties bespreken de toepassing van het EKF voor de schatting van de statorfluxvector [102, 103].

Het Kalman filter is beschreven voor lineaire systemen en is voor dergelijke systemen een stochastische, recursieve en optimale toestandsreconstructor. Voor niet-lineaire systemen kan een extended Kalman filter (EKF) gebruikt worden. Het EKF kan gebruikt worden om niet-meetbare toestandscomponenten (of waarvan de meting economisch niet verantwoordbaar is) te bepalen door gebruik te maken van een model voor het dynamische systeem, de gemeten toestandscomponenten en statistische informatie over systeem- en meetruis. Door deze ruis-input kunnen



zowel modelleringsfouten als meetfouten in rekening gebracht worden [17].

Het EKF is een twee-stapsmethode, zoals ook in figuur 6.12 te zien is. Met de gemeten input  $\mathbf{u}^k$  en het dynamische model ( $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  en  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ ) wordt de volgende toestand van de machine  $\hat{\mathbf{x}}^{k+1}$  voorspeld ('prediction step').

$$\hat{\mathbf{x}}^{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}^k, \mathbf{u}^k) \quad (6.44)$$

$$\hat{\mathbf{y}}^{k+1} = \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}^{k+1}) \quad (6.45)$$

Vanuit deze toestand wordt de volgende systeemuitgang  $\hat{\mathbf{y}}^{k+1}$  berekend en deze wordt vergeleken met de gemeten waarde  $\mathbf{y}^{k+1}$ . De fout op de uitgang samen met de covariantiewaarden van meetruis  $\mathbf{R}$  en systeemmodel  $\mathbf{Q}$  worden dan gebruikt om de toestandswaarden te corrigeren ('correction step' of 'innovation step'), waarbij de a priori covariantiematrix van de voorspelling  $\mathbf{P}^k$  en de Kalman versterkingsmatrix  $\mathbf{K}^k$  berekend worden.

$$\hat{\mathbf{P}}^{k+1} = \mathbf{F}^{k+1} \mathbf{P}^k (\mathbf{F}^{k+1})^T + \mathbf{Q} \quad (6.46)$$

$$\mathbf{K}^{k+1} = \hat{\mathbf{P}}^{k+1} (\mathbf{C}^{k+1})^T [\mathbf{C}^{k+1} \hat{\mathbf{P}}^{k+1} (\mathbf{C}^{k+1})^T + \mathbf{R}]^{-1} \quad (6.47)$$

$$\mathbf{x}^{k+1} = \hat{\mathbf{x}}^{k+1} + \mathbf{K}^{k+1} [\hat{\mathbf{y}}^{k+1} - \mathbf{y}^{k+1}] \quad (6.48)$$

Hierbij zijn  $\mathbf{C}$  en  $\mathbf{F}$  de Jacobiaan van respectievelijk  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$  en  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ . De covariantiematrix  $\mathbf{R}$  houdt rekening met de meetruis geïntroduceerd bij de toestandsmeting (bij aandrijvingen typisch meetruis door de stroomsensoren en ADC's). De covariantiematrix  $\mathbf{Q}$  brengt de modelonzekerheid, niet gemodelleerde inputs en meetruis op de input (bij aandrijvingen typisch de meetruis op de spanningsbepaling door spanningssensoren en ADC's) in rekening. In principe moeten de elementen van deze covariantiematrices bepaald worden uit de stochastische eigenschappen van de corresponderende storingen. Deze zijn echter meestal bijzonder moeilijk of niet te achterhalen. Daarom worden de elementen van deze parameters meestal als tuning parameters gebruikt.

Op het einde van het algoritme wordt ook de a posteriori covariantiematrix  $\mathbf{P}^{k+1}$  berekend:

$$\mathbf{P}^{k+1} = \hat{\mathbf{P}}^{k+1} - \mathbf{K}^{k+1} \mathbf{C}^{k+1} \hat{\mathbf{P}}^{k+1} \quad (6.49)$$

In de grote meerderheid van de toepassingen van het EKF is de nuttige uitgang van het algoritme één of meer gefilterde of gereconstrueerde toestandscomponenten uit  $\mathbf{x}^{k+1}$ . In een aantal toepassingen echter zal de nuttige uitgang van het EKF niet direct één van de toestandscomponenten zijn. In dat geval wordt een tweede uitgangsfunctie  $\mathbf{o}(\mathbf{x})$  gedefinieerd.

Vervolgens wordt het algoritme herhaalt op ogenblik  $k + 1$  met de gefilterde waarde  $\mathbf{x}^{k+1}$ , de gemeten ingang  $\mathbf{u}^{k+1}$  en de covariantiematrix  $\mathbf{P}^{k+1}$  om de gefilterde waarde op  $k + 2$  te bekomen.

### 6.7.2 EKF voor IM

Het EKF kan toegepast worden op de positie- en snelheidsschatting van inductiemachines, zoals in [17] behandeld wordt. Voor de toestandsvector  $\mathbf{x}$  en het toestandsmodel  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  van de inductiemachine zijn er aanzienlijk meer mogelijke keuzes dan voor het verder uitgebreider besproken geval van de PMSM. Ook is de orde van het systeem hoger dan bij een PMSM. Een vrij voor de hand liggende keuze voor de toestandsvector is:  $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta} \ \theta \ \omega_r]^T$ . Als terugkoppeling  $\mathbf{y}$  worden dan de statorstromen gekozen. Hieruit kan men een aantal nuttige signalen halen: de gefilterde stroomwaarden, de positie en/of snelheid (zoals in [17]) of de rotorfluxcomponenten. De laatste toepassing wordt uitvoerig besproken in [117]. Daarbij worden een aantal verschillende methodes van discretisatie van het continue inductiemachinemodel besproken en geëvalueerd. In toenemende complexiteit worden de voorwaartse Euler discretisatie, de voorwaartse discretisatie met inbegrip van de kwadratische termen, de achterwaartse Euler discretisatie en de trapeziumdiscretisatie behandeld. Er wordt aangetoond dat voor digitale implementaties de voorwaartse discretisatie de voorkeur geniet wegens de te grote rekenlast van de andere discretisaties. Voor de voorwaartse discretisatie wordt aangetoond dat de Euler-versie aan een hoge bemonsteringsfrequentie moet uitgevoerd worden, anders is het in rekening brengen van de kwadratische termen in de benadering van de matrixexponentiële noodzakelijk. Door het gebruik van een weinig performante DSP wordt in [117] een lage bemonsteringsfrequentie gebruikt maar wordt desalniettemin ook een deel van de berekeningen offline uitgevoerd.

In [117] worden met de EKF bekomen schattingen van de statorstroom en de rotorflux gebruikt in de directe veldoriëntatie van een inductiemachine. Een goede kennis van de machineparameters blijkt noodzakelijk om een goede schatting van de rotorflux te bekomen. Indien bijkomend de snelheid moet geschat worden is de nauwkeurigheid van het inductiemachinemodel nog belangrijker.

Een volledig analoge methode zou kunnen gebruikt worden om de statorfluxschatting uit te voeren. In dit proefschrift wordt het EKF voor inductiemachines niet verder behandeld. De toepassing van het EKF wordt verder (zoals in de rest van dit hoofdstuk) gefocust op PMSM's.

### 6.7.3 EKF voor SPMSM

#### A. EKF met een model van gereduceerde orde

Hier worden een aantal verschillende varianten van het EKF bestudeerd. Het belangrijkste verschil is gebaseerd op de selectie van de toestandsvariabelen. De variant aangeduid met EKFC gebruikt de stroomcomponenten in het stationaire referentiestelsel als toestandsvariabelen,  $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \omega \ \theta]$  zoals ook in [17, 102] gedaan wordt. In de variant aangeduid als EKFF zijn het de statorfluxcomponen-

ten in het stationaire referentiestelsel die geselecteerd zijn als toestandsvariabelen,  $\mathbf{x} = [\Psi_{s\alpha} \Psi_{s\beta} \omega \theta]$  zoals voorgesteld in [103]. In beide gevallen vormen de stroomcomponenten in het stationaire referentiestelsel de uitgang die gebruikt wordt in de innovatiestap  $\mathbf{y} = [i_{s\alpha} i_{s\beta}]$ .

In alle gevallen is het EKF een reconstructor van gereduceerde orde. Door de inertie van de motor en last oneindig groot te veronderstellen, vervalt de mechanische vergelijking in het systeemmodel en wordt de orde van het dynamische systeem dus gereduceerd. Dit is zeer voordelig aangezien het lastkoppel  $T_l$  en de inertie  $J$  in deze uitdrukking typisch niet of zeer onnauwkeurig gekend zijn. Deze modelfout is echter niet beperkend aangezien de snelheid  $\omega$  een component is van de toestandsvector van het EKF. Door een goede keuze van de covariantie zal het EKF deze modelfout kunnen corrigeren. Een bespreking over hoe goede waarden voor de covariantiematrices kunnen bepaald worden, kan in [116] gevonden worden.

#### B. EKFC: EKF met de statorstroomcomponenten als toestandsvariabelen

De meest klassieke keuze voor de toestandsvector is:

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \quad (6.50)$$

$$= [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \omega \ \theta]^T \quad (6.51)$$

Deze keuze ligt enigszins voor de hand en wordt toegepast in o.a. [17, 102]. Bij een PMSM vormen de statorstromen immers de meetbare elektrische toestandscomponenten  $\mathbf{y} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ . De ingang  $\mathbf{u}$  voor het EKF wordt uiteraard gevormd door de spanningen in het  $\alpha\beta$ -vlak:  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]$ . De mechanische toestandscomponenten  $\omega$  en  $\theta$  zijn normaal gezien degene die geschat moeten worden.

De systeemfunctie voor EKFC is:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s}x_1 + \frac{\Psi_f}{L_s}x_3 \cos x_4 + \frac{u_1}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s}x_2 + \frac{\Psi_f}{L_s}x_3 \sin x_4 + \frac{u_2}{L_s} \\ 0 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (6.52)$$

De uitgangsfuncties zijn:

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (6.53)$$

$$\mathbf{o}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_s x_1 + \Psi_f \cos x_4 \\ L_s x_2 + \Psi_f \sin x_4 \end{bmatrix} \quad (6.54)$$

Hierbij zullen dus enerzijds de statorstromen als uitgang voor de Kalmancorrectie dienen en anderzijds de statorfluxcomponenten de nuttige uitgang voor de controle vormen.

### C. EKFF: EKF met de statorfluxcomponenten als toestandsvariabelen

Aangezien de statorfluxcomponenten de nuttige uitgang zijn, lijkt het voor de hand te liggen om deze meteen ook als toestandscomponenten te selecteren, zoals in [103] gedaan wordt. De toestandsvector wordt dan gekozen als:

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \quad (6.55)$$

$$= [\Psi_{s\alpha} \ \Psi_{s\beta} \ \omega \ \theta]^T \quad (6.56)$$

De ingang  $\mathbf{u}$  voor het EKF wordt uiteraard opnieuw gevormd door de spanningen in het  $\alpha\beta$ -vlak:  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]$ . De toestandscomponenten zijn nu direct de nuttige uitgang, maar de meetbare elektrische toestandscomponenten zijn nog altijd de stroomcomponenten zodat  $\mathbf{y} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ .

De bijhorende systeem- en uitgangsfuncties voor EKFF zijn:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s}x_1 + \frac{R_s}{L_s}\Psi_f \cos x_4 + u_1 \\ -\frac{R_s}{L_s}x_2 + \frac{R_s}{L_s}\Psi_f \sin x_4 + u_2 \\ 0 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (6.57)$$

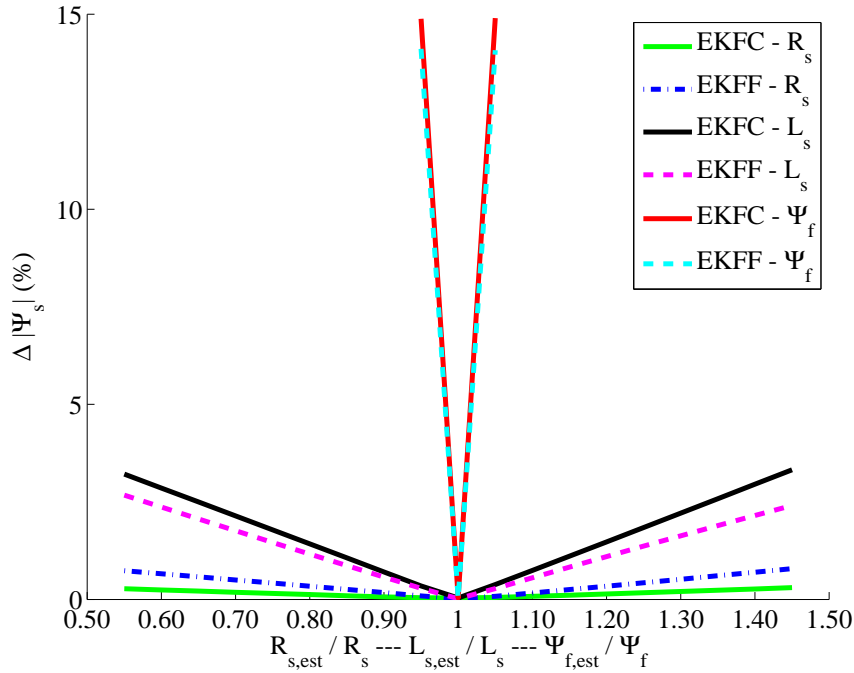
$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{x_1 - \Psi_f \cos x_4}{L_s} \\ \frac{x_2 - \Psi_f \sin x_4}{L_s} \end{bmatrix} \quad (6.58)$$

$$\mathbf{o}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (6.59)$$

Als consequentie vraagt de uitgang voor de Kalmancorrectie wel nog een aanzienlijke omrekening uit de toestandsvector. Dit betekent dat  $\mathbf{C}$ , de Jacobiaan van  $\mathbf{h}$ , aanzienlijk complexer is dan voor EKFC. Anderzijds zijn voor EKFF de eerste twee rijen van  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  onafhankelijk van  $\omega$  en is dus  $\mathbf{F}$ , de Jacobiaan van  $\mathbf{f}$ , eenvoudiger van structuur.

#### 6.7.4 Invloed van parametervariaties

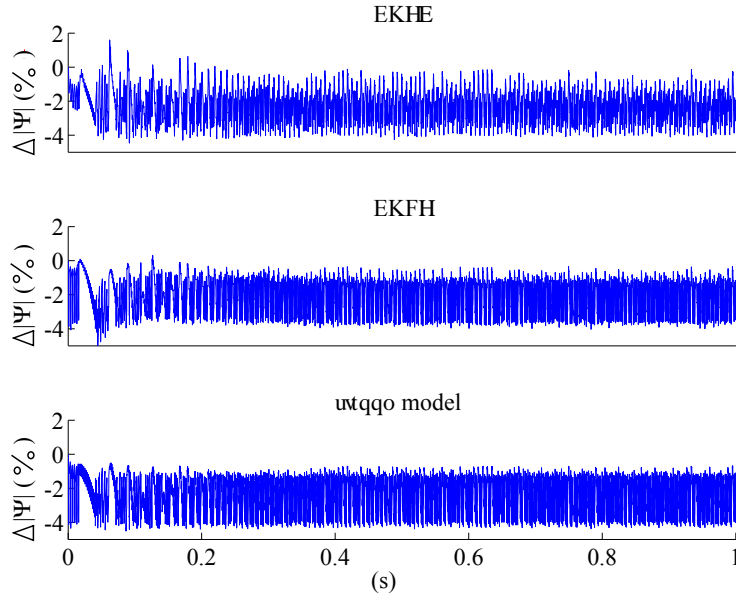
Aan de hand van simulaties voor PMSM1 met een LT-DTC regeling wordt de invloed van parametervariaties op het EKF bestudeerd. De machine versnelt tot de helft van de nominale snelheid en de RMSE wordt berekend voor de statorflux in regime. Als eerste wordt de invloed van de statorweerstand geëvalueerd. In figuur 6.13 is de RMSE van statorfluxmodulus gegeven in functie van  $\frac{R_{s,est}}{R_s}$ , de geschatte statorweerstand t.o.v. de werkelijke statorweerstand. Zelfs voor grote afwijkingen van  $R_{s,est}$  t.o.v.  $R_s$  blijft de RMSE voor de statorfluxmodulus zeer klein. De steady-state RMSE van de statorfluxhoek is ook erg klein [111].



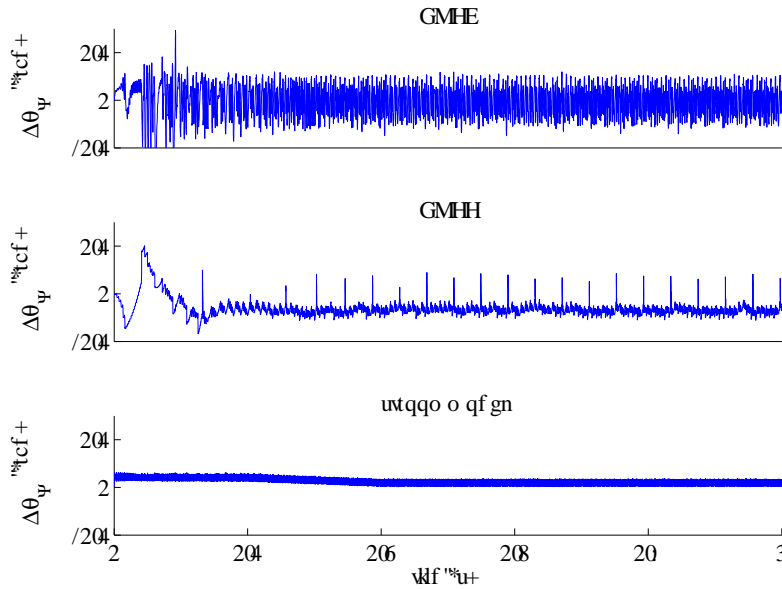
Figuur 6.13: Sensitiviteit van EKFC en EKFF aan modelparameters

Het EKF gebruikt een dynamisch model en is dus, net zoals schatters gebaseerd op het stroommodel, afhankelijk van de parameters  $L_s$  en  $\Psi_f$ . In figuur 6.13 zijn ook de RMSE-waarden voor de statorfluxmodulus gegeven voor variaties van deze parameters. Het is onmiddellijk duidelijk dat de invloed van afwijkingen voor  $L_s$  en  $\Psi_f$  aanzienlijk groter is. Hierbij moet men wel in acht nemen dat voor een PMSM de statorflux in grote mate bepaald is door de permanent-magneetflux.

Wanneer de statorfluxmodulus en -hoek geschat worden door EKFC, EKFF en de open-kring-stroommodelschatter bij een waarde van  $L_{s,est} = \frac{L_s}{2}$  zijn de afwijkingen bovendien vergelijkbaar. Dit is getoond in figuren 6.14 en 6.15. Voor de modulus is het verloop van de fout voor de verschillende schatters nagenoeg hetzelfde. Voor de statorfluxhoek is de maximale afwijking bij EKFC en EKFF groter dan voor het stroommodel. De gemiddelde afwijking van de statorfluxhoek ligt voor de drie methodes in dezelfde grootte-orde. Dit betekent dat, zoals ook besproken in [111, 118], ondanks de bijkomende complexiteit van het EKF de statorfluxschattingen met EKFC en EKFF geen betere resultaten opleveren dan de open-kring-stroommodelschatter. De bijkomende complexiteit van het EKF maakt echter wel een rotorpositiemeting of afzonderlijke rotorpositieschatting overbodig.



Figuur 6.14: Procentuele fout in de geschatte  $|\Psi_s|$  voor EKFC, EKFF en de stroom-modelschatter, bij  $L_{s,est} = \frac{L_s}{2}$



Figuur 6.15: Afwijking  $\Delta\theta_{\Psi_s}$  van de geschatte statorfluxhoek uit EKFC, EKFF en de stroommodelschatter, bij  $L_{s,est} = \frac{L_s}{2}$

Het is duidelijk dat het EKF (zowel EKFC als EKFF) weinig beïnvloed worden door variaties van  $R_s$ , maar dat een foutieve schatting van de parameters  $L_s$  en  $\Psi_f$  een sterk nadelige invloed hebben. Beide EKFs blijven stabiel maar vertonen een aanzienlijke afwijking in de statorfluxmodulus en -hoek. Deze afwijking kan door het variëren van de covariantiematrix  $\mathbf{Q}$ , die nochtans de modelonzekerheden beschrijft, niet beïnvloed worden. Hoewel de parameters  $R_s$ ,  $L_s$  en  $\Psi_f$  op een vergelijkbare manier voorkomen in het dynamisch model van de PMSM, is er een fundamenteel verschil tussen de invloed van enerzijds  $R_s$  en anderzijds  $L_s$ ,  $\Psi_f$ . De statorweerstand  $R_s$  komt enkel in  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  voor en niet in de output-functies. De overige parameters  $L_s$  en  $\Psi_f$  komen echter behalve in  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  ook in  $\mathbf{o}(\mathbf{x})$  of  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$  voor. Het effect van een foute waarde van  $R_s$  kan gecorrigeerd worden door de werking van het EKF: de terugkoppeling en  $\mathbf{Q}$  zijn hierbij essentieel.

Voor foute waarden van  $L_s$  en  $\Psi_f$  echter zijn de gevolgen anders en wel verschillend voor EKFC en EKFF. Voor EKFC zal de volledige toestandsvector  $\mathbf{x}$  niet sterk afwijken van de correcte waarden doordat de terugkoppeling en  $\mathbf{Q}$  de gevolgen van foutieve parameters milderend. Dit betekent dat de juiste stroomcomponenten en (vooral) de juiste rotorpositie uit het EKF komt. Doordat echter  $L_s$  en  $\Psi_f$  voorkomen in  $\mathbf{o}(\mathbf{x})$  om  $\Psi_{s\alpha}$  en  $\Psi_{s\beta}$  te berekenen uit  $\mathbf{x}$  zal de ‘nuttige’ uitgang toch maar dezelfde nauwkeurigheid hebben als de open-kring-stroommodelschatter. Natuurlijk blijft als voordeel overeind dat er geen afzonderlijke rotorpositieschatting moet uitgevoerd worden. Voor EKFF wordt  $L_s$  niet gebruikt in  $\mathbf{o}(\mathbf{x})$ , maar wel in  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$  om uit de geschatte statorfluxcomponenten de meetbare uitgang van het EKF (de statorstroomcomponenten) te bekomen. Bijgevolg zal een fout in de parameters  $L_s$  en  $\Psi_f$  ervoor zorgen dat de toestandsvector  $\mathbf{x}$  niet kan convergeren naar de correcte waarden.

### 6.7.5 Parameterschattingen binnen het EKF

In het voorgaande werd besproken hoe de schattingen van het EKF beïnvloed worden door parameterfouten. In figuur 6.13 werd de sensitiviteit weergegeven van EKFC en EKFF aan de belangrijkste motorparameters. Om deze sensitiviteit te verbeteren wordt vaak gesteld dat het EKF kan gebruikt worden om bijkomend de machineparameters te schatten [17]. Hierbij wordt de toestandsvector uitgebreid met de te schatten parameters zonder dynamica toe te schrijven aan deze parameters (de elementen van de corresponderende rij van  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  zijn 0). Door een geschikte keuze van de elementen van  $\mathbf{Q}$  kunnen de parameterwaarden dan door het EKF aangepast worden zodat een betere schatting van de parameter voorhan-

den is<sup>2</sup>. De geschatte parameters kunnen ook buiten het EKF gebruikt worden om een betere controle te bekomen. Hoewel de mogelijkheid om het EKF te gebruiken voor de simultane toestands- en parameterschatting regelmatig in de literatuur [17] als voordeel van het EKF vernoemd wordt, is de uitwerking van dit principe voor de schatting van elektrische parameters van PMSM's niet beschreven in de literatuur. Hier worden de mogelijkheden voor de gecombineerde schatting van de statorflux en de parameters onderzocht.

#### A. Uitdrukkingen voor EKF met uitgebreide toestandsvector

In tabel 6.1 en tabel 6.2 zijn respectievelijk de uitdrukkingen gegeven voor varianten van EKFC en EKFF met uitgebreide toestandsvector. Er worden voor elke type EKF (EKFC en EKFF) drie gevallen beschouwd. In een eerste geval wordt enkel  $L_s$  bijkomend geschat. Deze versies worden aangeduid als EKFCA1 en EKFFA1. Deze parameter kan immers sterk variëren en is aanwezig in  $\mathbf{h}$  of  $\mathbf{o}$ . In de toestandsvector wordt echter niet  $L_s$  toegevoegd maar  $\frac{1}{L_s}$ . Dit is te verkiezen omdat in  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  (zowel voor EKFC en EKFF) en  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$  (voor EKFF) de statorinductantie aanwezig is als  $\frac{1}{L_s}$ . Wanneer  $L_s$  als toestandscomponent zou gekozen worden, resulteert dit door de partiële afgeleiden in veel ingewikkeldere (en dus moeilijker te implementeren) uitdrukkingen voor de Jacobianen  $\mathbf{F}$  en  $\mathbf{C}$ . In het tweede geval worden zowel  $R_s$  als  $L_s$  (EKFCA2, EKFFA2) geschat aangezien  $R_s$  sterk temperatuursafhankelijk is. In het derde geval wordt ten slotte de drie relevante parameters  $L_s, R_s, \Psi_f$  geschat (EKFCA3, EKFFA3).

Om de tabellen 6.1 en 6.2 niet te overladen zijn de  $\mathbf{F}$  en  $\mathbf{C}$  niet gegeven. De toegenomen complexiteit van het EKF met uitgebreide toestandsvector komt echter nog sterker tot uiting in  $\mathbf{F}$  en  $\mathbf{C}$  doordat bijna alle termen in  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  en  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$  niet-lineair zijn. Als illustratie zijn  $\mathbf{F}$  en  $\mathbf{C}$  voor EKFCA1 en EKFFA1 gegeven in tabel 6.3.

Elke toevoeging van een te schatten parameter geeft, wegens de afwezigheid van dynamica, aanleiding tot een bijkomende rij nullen voor  $\mathbf{F}$ , zowel voor EKFCA als voor EKFFA. Deze toename van de matrixdimensies zorgt dus niet direct voor een zwaardere rekenlast. Belangrijker echter is dat de eerste twee rijen van  $\mathbf{F}$  elementen bevat die de rekenlast wel doen toenemen. Deze toename is niet enkel te wijten aan de toename in matrixdimensies, maar ook aan het feit dat een groot aantal elementen niet langer constant is en zelfs niet-lineair in de toestandsvariabelen.

Wat de veranderingen in  $\mathbf{C}$  betreft is uiteraard de situatie voor EKFCA1 en EKFFA1 totaal verschillend: voor EKFCA1 wordt enkel een nulkolom toegevoegd die geen implicaties heeft voor de rekenlast, maar voor EKFFA1 neemt de rekenlast sterk toe door de extra kolom, toegenomen gebruik van toestandsvariabelen en niet-lineariteit van de elementen.

<sup>2</sup>Vergelijk met de bepaling van  $\omega$  die ook als een parameter in de dynamische beschrijving kan beschouwd worden (zoals in [16] en [117] ook gebeurt).



Naam EKF	Parameter	$\mathbf{x}$	$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$	$\mathbf{o}(\mathbf{x})$
EKFCA1	$L_s$	$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega \\ \theta \\ \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -R_s x_1 x_5 + \Psi_f x_3 x_5 \cos x_4 + x_5 u_1 \\ -R_s x_2 x_5 + \Psi_f x_3 x_5 \sin x_4 + x_5 u_2 \\ 0 \\ x_3 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_1 + \Psi_f \cos x_4 \\ x_5 \\ x_2 + \Psi_f \sin x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}$
EKFCA2	$L_s, R_s$	$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega \\ \theta \\ \frac{1}{L_s} \\ R_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -x_1 x_5 x_6 + \Psi_f x_3 x_5 \cos x_4 + x_5 u_1 \\ -x_2 x_5 x_6 + \Psi_f x_3 x_5 \sin x_4 + x_5 u_2 \\ 0 \\ x_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_1 + \Psi_f \cos x_4 \\ x_5 \\ x_2 + \Psi_f \sin x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}$
EKFCA3	$L_s, R_s, \Psi_f$	$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega \\ \theta \\ \frac{1}{L_s} \\ R_s \\ \Psi_f \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -x_1 x_5 x_6 + x_3 x_5 x_7 \cos x_4 + x_5 u_1 \\ -x_2 x_5 x_6 + x_3 x_5 x_7 \sin x_4 + x_5 u_2 \\ 0 \\ x_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_1 + x_7 \cos x_4 \\ x_5 \\ x_2 + x_7 \sin x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}$

Tabel 6.1: Vergelijkingen voor EKFC met uitgebreide toestandsvector

Naam EKF	Parameter	$\mathbf{x}$	$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$	$\mathbf{h}(\mathbf{x})$
EKFFA1	$L_s$	$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \omega \\ \theta \\ \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -R_s x_1 x_5 + R_s \Psi_f x_5 \cos x_4 + u_1 \\ -R_s x_2 x_5 + R_s \Psi_f x_5 \sin x_4 + u_2 \\ 0 \\ x_3 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_5(x_1 - \Psi_f \cos x_4) \\ x_5(x_2 - \Psi_f \sin x_4) \end{bmatrix}$
EKFFA2	$L_s, R_s$	$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \omega \\ \theta \\ \frac{1}{L_s} \\ R_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -x_1 x_5 x_6 + \Psi_f x_5 x_6 \cos x_4 + u_1 \\ -x_2 x_5 x_6 + \Psi_f x_5 x_6 \sin x_4 + u_2 \\ 0 \\ x_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_5(x_1 - \Psi_f \cos x_4) \\ x_5(x_2 - \Psi_f \sin x_4) \end{bmatrix}$
EKFFA3	$L_s, R_s, \Psi_f$	$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \omega \\ \theta \\ \frac{1}{L_s} \\ R_s \\ \Psi_f \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -x_1 x_5 x_6 + x_5 x_6 x_7 \cos x_4 + u_1 \\ -x_2 x_5 x_6 + x_5 x_6 x_7 \sin x_4 + u_2 \\ 0 \\ x_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_5(x_1 - x_7 \cos x_4) \\ x_5(x_2 - x_7 \sin x_4) \end{bmatrix}$

Tabel 6.2: Vergelijkingen voor EKFF met uitgebreide toestandsvector

EKFCA1	
$\mathbf{F} =$	$\begin{bmatrix} -R_s x_5 & 0 & \Psi_f x_5 \cos x_4 & -\Psi_f x_5 x_3 \sin x_4 & -R_s x_1 + \Psi_f x_3 \cos x_4 + u_1 \\ 0 & -R_s x_5 & \Psi_f x_5 \sin x_4 & \Psi_f x_5 x_3 \cos x_4 & -R_s x_2 + \Psi_f x_3 \sin x_4 + u_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$\mathbf{C} =$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
EKFFA1	
$\mathbf{F} =$	$\begin{bmatrix} -R_s x_5 & 0 & 0 & -R_s \Psi_f x_5 \sin x_4 & R_s(-x_1 + \Psi_f \cos x_4) \\ 0 & -R_s x_5 & 0 & R_s \Psi_f x_5 \cos x_4 & R_s(-x_2 + \Psi_f \sin x_4) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$\mathbf{C} =$	$\begin{bmatrix} x_5 & 0 & 0 & \Psi_f x_5 \sin x_4 & x_1 - \Psi_f \cos x_4 \\ 0 & x_5 & 0 & \Psi_f x_5 \cos x_4 & x_2 - \Psi_f \sin x_4 \end{bmatrix}$

Tabel 6.3: Uitdrukkingen voor  $\mathbf{F}$  en  $\mathbf{C}$  bij EKFCA1 en EKFFA1

Matrix of vector	Dimensie
$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$	$n_s \times 1$
$\mathbf{h}(\mathbf{x})$	$2 \times 1$
$\mathbf{Q}$	$n_s \times n_s$
$\mathbf{R}$	$2 \times 2$
$\mathbf{F}$	$n_s \times n_s$
$\mathbf{C}$	$2 \times n_s$
$\mathbf{P}$	$n_s \times n_s$
$\mathbf{CPC}^T + \mathbf{R}$	$2 \times 2$
$\mathbf{K}$	$n_s \times 2$

Tabel 6.4: Dimensies van matrices en vectoren voor een EKF met  $n_s$  toestandscomponenten

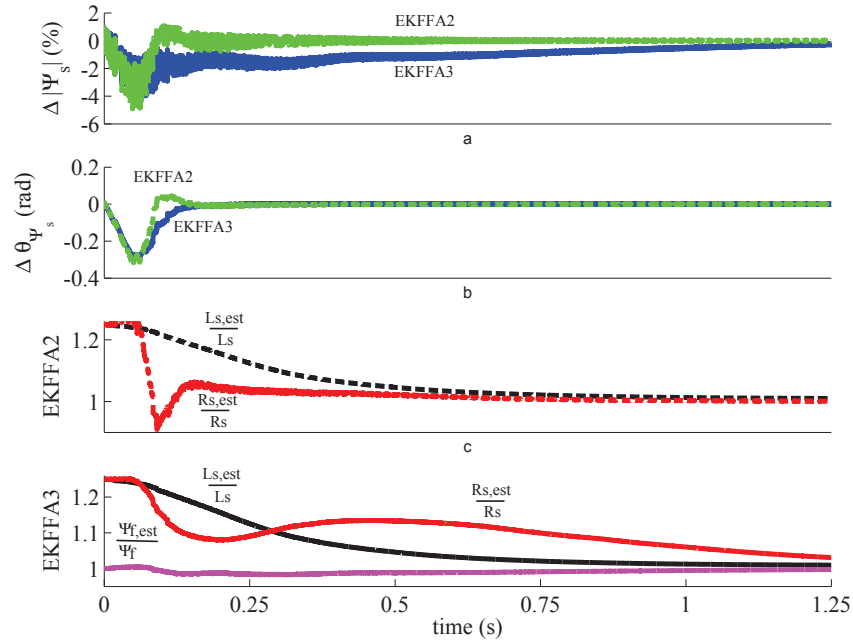
Het uitbreiden van de toestandsvector met parameters betekent ook dat de berekening van de covariantiematrix voor de schatting  $\mathbf{P}$  en de Kalman correctiematrix  $\mathbf{K}$  een zwaardere rekenlast is. Voor de bewerkingen met grotere matrices moeten immers meer evaluaties gebeuren. Tabel 6.4 geeft hierbij de matrixdimensies voor  $n_s$

toestandsvariabelen. Belangrijk is om hierbij op te merken dat de matrix  $\mathbf{CPC}^T + \mathbf{R}$  die dient geïnverteerd te worden om  $\mathbf{K}$  te berekenen niet van dimensies verandert en  $2 \times 2$  blijft onafhankelijk van  $n_s$ . De rekenlast om  $\mathbf{CPC}^T + \mathbf{R}$  te berekenen zal echter wel sterk afhangen van  $n_s$ .

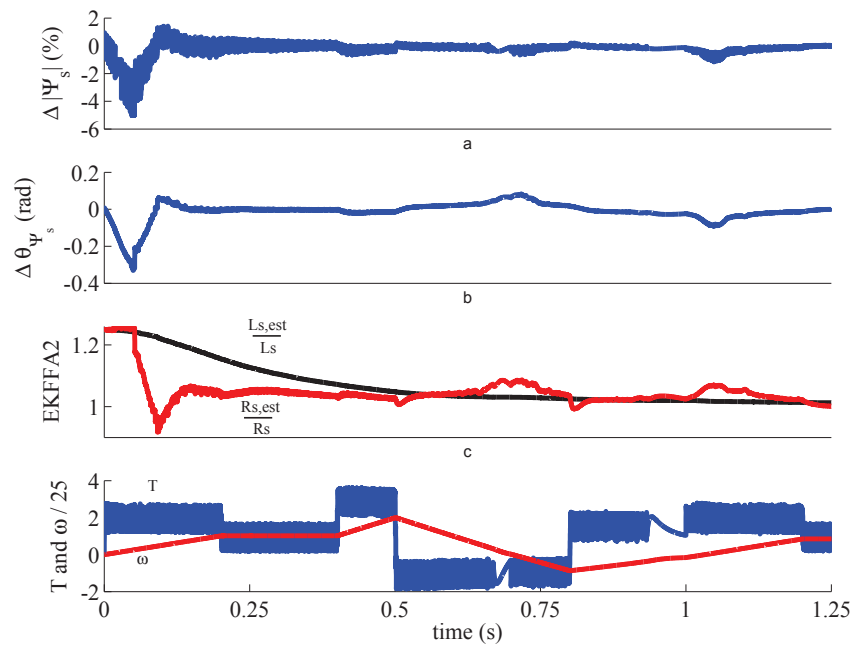
### B. Simulatieresultaten voor uitgebreide toestandsvectoren

Het gedrag van het EKF met uitgebreide toestandsvector wordt in simulatie geëvalueerd voor PMSM1 (zie bijlage C.8.2). In figuur 6.16a is de afwijking op de statorfluxmodulus getoond bij een laag-dynamische belastingscyclus. De resultaten zijn getoond voor EKFFA2 en EKFFA3, beiden met een initiële fout van 25% op  $R_s$  en  $L_s$  en een correcte initiële waarde voor  $\Psi_f$ . De hoekfout is afgebeeld in figuur 6.16b, de evolutie van de geschatte parameters in figuren 6.16c en d. Het is duidelijk dat EKFFA2 er in slaagt om zeer snel beide parameters goed te schatten en snel een goede fluxschatting oplevert. Het filter EKFFA3 zou een vergelijkbare performantie moeten hebben, maar doordat transiënt ook  $\Psi_f$  wordt aangepast convergeert  $R_s$  trager naar de juiste waarde. Dit geeft aanleiding tot de minder goede statorfluxschatting voor EKFFA3 die te zien is in figuur 6.16a. Simulaties voor de andere vormen van het EKF met gecombineerde toestands- en parameterschatting leiden tot dezelfde conclusies: parameters toevoegen in de schatting kan inderdaad goede resultaten opleveren, maar er moet uitgekeken worden om te vermijden dat er geen ongewenste interacties tussen de parametervariëaties ontstaan. Dergelijke wederzijdse beïnvloeding tussen parameters kan ontstaan wanneer de covariantiematrix  $\mathbf{Q}$  slecht ontworpen wordt. Het uitbreiden van de toestandsvector met parameters compliceert dus de tuning van het EKF, wat sowieso al vaak als het grootste nadeel van de methode wordt bestempeld (zie ook [116], waar de tuning van een ‘standaard’ EKFC voor een PMSM besproken wordt). Dit betekent dat bij de implementatie van het EKF goed overwogen moet worden welke parameters potentieel kunnen wijzigen en met welke snelheid. In elk geval zal het belangrijk zijn om niet te weinig vertrouwen te hebben in het model, dus hoge waarden voor de elementen van  $\mathbf{Q}$ , aangezien dit overcompensatie van de parameterwaarden kan uitlokken.

Om de performantie van de EKFs met uitgebreide toestandsvector te verbeteren kunnen eventueel een aantal aanpassingen uitgevoerd worden. Een eerste is het in rekening brengen van de wederzijdse beïnvloeding door een niet diagonale matrix te gebruiken voor  $\mathbf{Q}$ . Het bepalen van goede covariantiewaarden wordt er echter niet eenvoudiger op. Als tweede mogelijkheid zou een, eventueel ruwe, externe schatting van één of meer parameters kunnen gebruikt worden om de vector van gemeten toestandscomponenten  $\mathbf{z}$  uit te breiden. Hierbij wordt het probleem van een goede covariantiebepaling verschoven van  $\mathbf{Q}$  naar  $\mathbf{R}$ . Bovendien nemen de



Figuur 6.16: EKFFA2 en EKFFA3 met 25% fout voor  $R_s$  en  $L_s$ . a) Afwijking fluxmodulus b) Afwijking fluxhoek c) Geschatte parameters EKFFA2 d) Geschatte parameters EKFFA3



Figuur 6.17: Resultaten met EKFFA2 voor 25% fout in  $R_s$  en  $L_s$ , bij een dynamische cyclus. a) Afwijking fluxmodulus b) Afwijking fluxhoek c) Geschatte parameters d) Koppel en snelheid (schaal 1:25)

dimensies van de matrixvermenigvuldigingen en de te inverteren matrix  $\mathbf{CPC}^T + \mathbf{R}$  toe. Tenslotte kan natuurlijk ook steeds de niet-uitgebreide versie EKFC of EKFF gebruikt worden waarbij één of meerdere parameters buiten het EKF geschat worden. Dit voegt natuurlijk ook complexiteit toe en vereist een voldoende stabiele afzonderlijke parameterschatting.

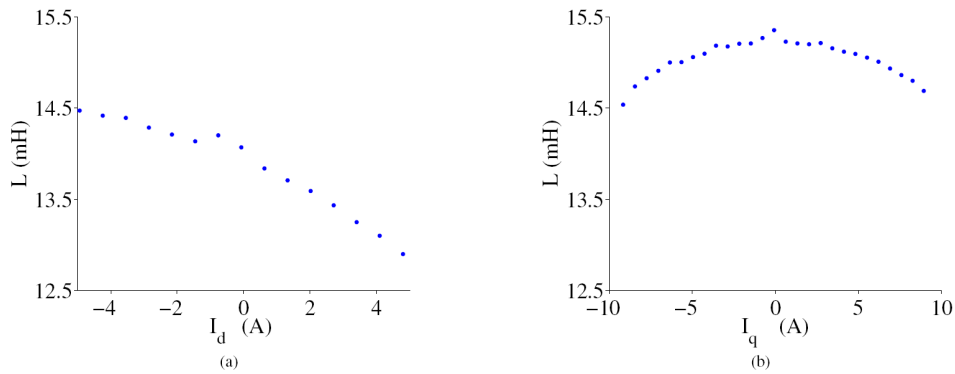
Voor EKFFA2 is in figuur 6.17 het resultaat gegeven voor een hoog-dynamische belastingscyclus waarbij dezelfde initiële afwijkingen (25% voor  $R_s$  en  $L_s$ ) op de parameters bestaan. Met een goede keuze voor de covariantiematrix en bij de correcte waarden voor de overige parameters levert EKFFA2 ook bij dynamische werking goede statorfluxschattingen.

### 6.7.6 Inductantievariaties en verzadiging

Tot nu toe werd in dit proefschrift enkel de EKF-statorfluxschatting voor motoren met constante luchtspleet besproken, dit wil zeggen motoren waarvoor de reluctanties van de directe as en quadratuuras gelijk zijn. Typisch worden PMSM's met oppervlaktemagneten (SPMSM) beschouwd als motoren waarbij de inductantie onafhankelijk is van de rotorhoek. Hierbij wordt een symmetrische rotorconstructie zonder uitspringende polen verondersteld en is de permeantie van de permanente magneten gelijk aan deze van de lucht. Door de betrekkelijk grote luchtspleet wordt verzadiging bovendien meestal verwaarloosbaar geacht voor SPMSM's.

In werkelijkheid echter hebben niet alle SPMSM's een symmetrische rotor zonder uitspringende polen zodat  $L_d$  en  $L_q$  niet noodzakelijk gelijk zijn. Naast dit geometrische reluctantieverschil kan ook een reluctantieverschil ontstaan door de verzadiging (saturation-induced saliency). Dit wordt enerzijds veroorzaakt doordat de verschillende stromen in de  $d$ - en  $q$ -assen het ijzer van de motor verschillend verzadigen volgens de  $d$  en  $q$  as. Anderzijds zullen de permanente magneten zelf verantwoordelijk zijn voor verzadiging van het ijzer in de motor en zo een verschil tussen de inductantie in de  $d$ - en  $q$ -as realiseren, zelfs bij een onbelaste situatie.

De verzadiging van PMSM's werd bestudeerd met een breedbandige frequentiedomeinidentificatieprocedure in [119, 120]. Deze methode, die een uitbreiding is van de Stand Still Frequency Response (SSFR) test (IEEE Standard 115), gebruikt breedbandige spanningssignalen om de PMSM te exciteren. De impedantie wordt dan bepaald aan de hand van het stroomantwoord. Hierbij werden metingen verricht met een lineaire versterker [119] en een invertor [120]. De methode wordt uitgebreider besproken in bijlage D. In figuur 6.18 worden de bekomen waarden voor de inductanties  $L_d$  en  $L_q$  van PMSM1 getoond. De motorconstructie en de verzadiging t.g.v. de permanente magneten in de  $d$ -as resulteren in  $L_d < L_q$ .

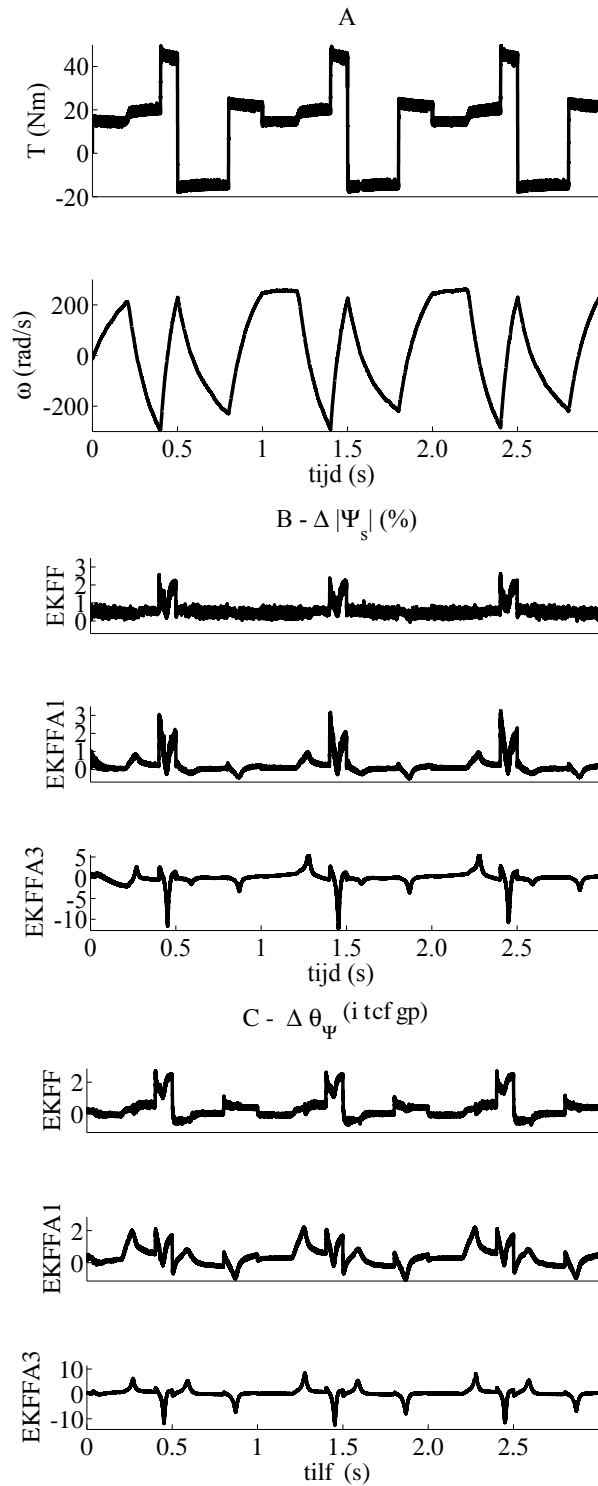


Figuur 6.18: Gemeten inductantie voor PMSM1 bij verzadiging. De totale inductanties zijn getoond; om  $L_d$  en  $L_q$  te bekomen moet gedeeld worden door  $\frac{3}{2}$

Naast het inductantieverschil in nullast ontstaat er ook een inductantieverschil ten gevolge van de verzadiging bij stromen in  $d$ - en  $q$ -as. Deze vaststelling roept drie vragen op:

- Hoe wordt de statorfluxschatting met een EKF beïnvloed door een modellering  $L_d = L_q = L_s$  zonder verzadiging?
- Hoe wordt de parameterschatting hierdoor beïnvloed?
- Kunnen de statorfluxschatting en parameterschatting verbeterd worden door een model met  $L_d \neq L_q$  te gebruiken in het EKF?

Om de invloed van de veronderstelling  $L_d = L_q = L_s$  in het EKF te onderzoeken werden simulaties uitgevoerd waarin EKFC en EKFF gebruikt worden om de statorfluxvector te schatten van een motor die een verschillende inductantie heeft volgens de  $d$ -as en  $q$ -as en die bovendien verzadiging vertoont. Hiervoor wordt de modellering van PMSM1 gebruikt, uitgebreid met de informatie over verzadiging en anisotropie van figuur 6.18. In figuur 6.19A is een hoogdynamische werkingscyclus weergegeven. Hierbij treden koppels op tot 3 maal het nominale koppel en veranderen zowel koppel als snelheid van teken. De fouten in de schatting met EKFF van de modulus en hoek van de statorfluxvector zijn respectievelijk weergegeven in figuur 6.19B en 6.19C. Het is duidelijk dat EKFF stabiel blijft en dat de invloed van de veronderstelling  $L_d = L_q = L_s = 10$  mH eerder klein is (minder dan 3% in modulus en maximaal 2 elektrische graden voor de hoek).

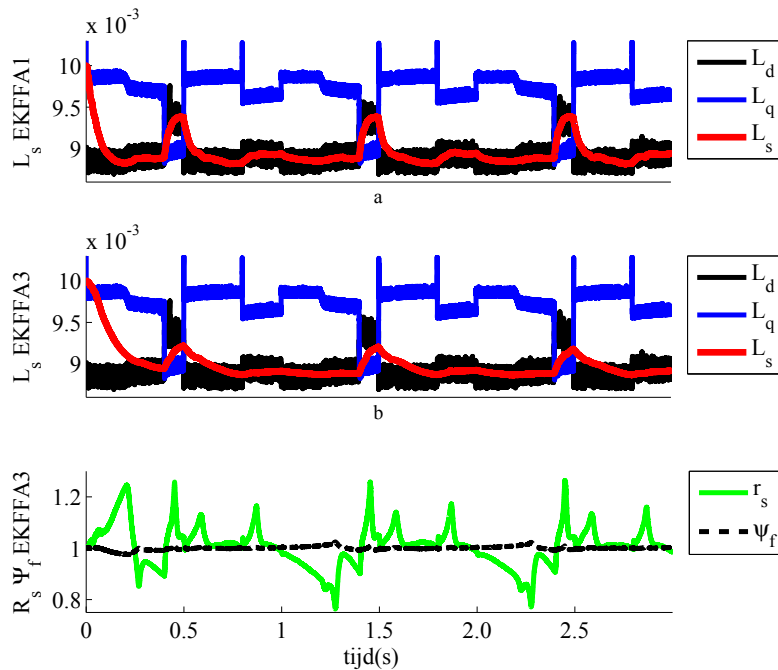


Figuur 6.19: Dynamische werking van een SPMSM met verzadiging bij DTC .  
 A: Koppel en snelheid, B: Procentuele fout in de statorfluxmodulus, C: Fout in de statorfluxhoek



Wanneer de parameter  $L_s$  geschat wordt tonen de resultaten van figuur 6.19 aan dat de statorfluxschatting stabiel blijft voor EKFFA1 en EKFFA3. Voor EKFA1 zijn de fouten in modulus en hoek opnieuw erg beperkt. Merk hierbij de verbetering van de schatting in regime op voor EKFA1 t.o.v. EKFF: zonder transiënt wordt de fout voor bijvoorbeeld EKFFA1 bijna nul na een zekere tijd. In figuur 6.20 is weergegeven hoe de  $L_s$ -schatting convergeert na elke transiënt naar de gemiddelde waarde van  $L_d$ .

Voor EKFFA3 worden ook  $R_s$  en  $\Psi_f$  geschat. In figuur 6.20 is duidelijk dat de fout in  $L_s$  de andere parameterschattingen beïnvloedt, wat meteen de moeilijkheid illustreert om de  $\mathbf{Q}$  matrix goed te ontwerpen. Het verlies in precisie voor de schatting kan gezien worden in figuur 6.19. Fouten tot 10% voor de modulus en 10 elektrische graden treden op. Op basis van deze simulaties kan besloten worden dat de invloed van inductantieverschillen en verzadiging op het EKF niet dramatisch zijn. Hierbij dient wel opgemerkt te worden dat dit sterk afhangt van de parameterwaarden voor specifieke motoren. Bij PMSM1 is  $L_s$  klein t.o.v. de waarde van  $\Psi_f$ , wat typisch is voor SPMSM's.



Figuur 6.20: Evolutie van de geschatte parameters in het EKF,  $r_s$  is de p.u. geschatte statorweerstand

### 6.7.7 EKF voor IPMSM

#### A. Basis-EKF

In het voorgaande was duidelijk dat de invloed van anisotropie vrij beperkt kan zijn voor bepaalde machines. Voor andere machines is die invloed echter groter en dit is zeker het geval bij PMSM's met inwendige magneten (interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM). Daarom wordt hier het gebruik van EKFs voor de statorfluxschatting uitgebreid naar IPMSM's. In de literatuur wordt het EKF voor IPMSM's zeer zelden behandeld en bovendien uitsluitend voor de schatting van de rotorpositie en niet voor statorfluxschatting. Dat het EKF voor rotorpositieschatting bij IPMSM's minder toegepast wordt dan bij SPMSM's hoeft niet te verwonderen. Enerzijds is de implementatie van het EKF aanzienlijk complexer voor IPMSM's dan voor SPMSM (zoals verder duidelijk wordt). Anderzijds bieden IPMSM's sowieso meer mogelijkheden om, bijvoorbeeld via signaalinjectie [84], een sensorloze rotorpositiebepaling uit te voeren.

Zoals besproken in [121] is het uitvoeren van het EKF voor IPMSM's in een stationair  $\alpha\beta$ -referentiestelsel vrij complex. Daarom wordt bij het EKF voor IPMSM's het motormodel meestal geformuleerd in een  $dq$ -referentiestelsel, zie vergelijkingen (6.36)-(6.39). Opnieuw kan een onderscheid gemaakt worden naargelang de gebruikte toestandsvector. Bij het gebruik van de stroomcomponenten in de toestandsvector is deze

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_d \ i_q \ \omega \ \theta]^T \quad (6.60)$$

Dit filter wordt aangeduid met de afkorting EKFCs (EKF with Current component state vector for Salient machines). Wanneer de statorfluxcomponenten gebruikt worden is de toestandsvector van EKFFS (EKF with Flux component state vector for Salient machines) gegeven door

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\Psi_d \ \Psi_q \ \omega \ \theta]^T \quad (6.61)$$

De gemeten ingangen  $\mathbf{u}$  en de uitgangen  $\mathbf{z}$  echter worden in het stationaire  $\alpha\beta$ -referentiestelsel bekomen. Bijgevolg moet een rotatie van het referentiestelsel uitgevoerd worden voor  $\mathbf{u}$ ,  $\mathbf{y}$ , en  $\mathbf{z}$ . Deze  $\alpha\beta \rightarrow dq$  transformatie kan uitgevoerd worden buiten het EKF of geïncorporeerd worden in het EKF.

#### B. $dq$ -transformatie buiten EKF

Een klassieke aanpak [121] bestaat erin om de rotationale transformatie buiten het EKF te houden. De resulterende vergelijkingen zijn gegeven in tabel 6.5. In dat

EKFCS	$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{L_q}{L_d}x_3x_2 + \frac{u_1}{L_d} \\ -\frac{R_s}{L_q}x_2 - \frac{x_3}{L_q}(L_dx_1 + \Psi_f) + \frac{u_2}{L_q} \\ 0 \\ x_3 \end{bmatrix}$ $\mathbf{F} = \frac{\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}x_3 & \frac{L_q}{L_d}x_2 & 0 \\ -\frac{L_d}{L_q}x_3 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q}x_1 - \frac{\Psi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ $\mathbf{C} = \frac{\mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{o}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} (L_dx_1 + \Psi_f) \cos x_4 - (L_qx_2) \sin x_4 \\ (L_dx_1 + \Psi_f) \sin x_4 + (L_qx_2) \cos x_4 \end{bmatrix}$
EKFFS	$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{R_s}{L_d}\Psi_f + x_3x_2 + u_1 \\ -\frac{R_s}{L_q}x_2 - x_3x_1 + u_2 \\ 0 \\ x_3 \end{bmatrix}$ $\mathbf{F} = \frac{\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & x_3 & x_2 & 0 \\ -x_3 & -\frac{R_s}{L_q} & -x_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{x_1 - \Psi_f}{L_d} \\ \frac{x_2}{L_q} \end{bmatrix}$ $\mathbf{C} = \frac{\mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{o}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_1 \cos x_4 - x_2 \sin x_4 \\ x_1 \sin x_4 + x_2 \cos x_4 \end{bmatrix}$

Tabel 6.5: Vergelijkingen voor EKFCS en EKFFS met  $\alpha\beta \rightarrow dq$  buiten het EKF

EKFCs	$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{L_q}{L_d}x_3x_2 + \frac{(u_1 \cos x_4 + u_2 \sin x_4)}{L_d} \\ -\frac{R_s}{L_q}x_2 - \frac{x_3}{L_q}(L_dx_1 + \Psi_f) + \frac{(-u_1 \sin x_4 + u_2 \cos x_4)}{L_q} \\ 0 \\ x_3 \end{bmatrix}$ $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & +\frac{L_q}{L_d}x_3 & +\frac{L_q}{L_d}x_2 & \frac{(-u_1 \sin x_4 + u_2 \cos x_4)}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q}x_3 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q}x_1 - \frac{\Psi_f}{L_q} & \frac{(-u_1 \cos x_4 - u_2 \sin x_4)}{L_q} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{h}(x) = \begin{bmatrix} x_1 \cos x_4 - x_2 \sin x_4 \\ x_1 \sin x_4 + x_2 \cos x_4 \end{bmatrix}$ $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cos x_4 & -\sin x_4 & 0 & -x_1 \sin x_4 - x_2 \cos x_4 \\ \sin x_4 & \cos x_4 & 0 & x_1 \cos x_4 - x_2 \sin x_4 \end{bmatrix}$
EKFFS	$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{R_s}{L_d}\Psi_f + x_3x_2 + u_1 \cos x_4 + u_2 \sin x_4 \\ -\frac{R_s}{L_q}x_2 - x_3x_1 - u_1 \sin x_4 + u_2 \cos x_4 \\ 0 \\ x_3 \end{bmatrix}$ $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & x_3 & x_2 & -u_1 \sin x_4 + u_2 \cos x_4 \\ -x_3 & -\frac{R_s}{L_q} & -x_1 & -u_1 \cos x_4 - u_2 \sin x_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{x_1 - \Psi_f}{L_d} \cos x_4 - \frac{x_2}{L_q} \sin x_4 \\ \frac{x_1 - \Psi_f}{L_d} \sin x_4 + \frac{x_2}{L_q} \cos x_4 \end{bmatrix}$ $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{\cos x_4}{L_d} & -\frac{\sin x_4}{L_q} & 0 & -\frac{(x_1 - \Psi_f) \sin x_4}{L_d} - \frac{x_2 \cos x_4}{L_q} \\ \frac{\sin x_4}{L_d} & \frac{\cos x_4}{L_q} & 0 & \frac{(x_1 - \Psi_f) \cos x_4}{L_d} - \frac{x_2 \sin x_4}{L_q} \end{bmatrix}$

Tabel 6.6: Vergelijkingen voor EKFCs en EKFFS met  $\alpha\beta \rightarrow dq$  in het EKF

geval zijn de ingang  $\mathbf{u}$  en de uitgangen  $\mathbf{y}, \mathbf{z}$  in het EKF ook uitgedrukt in het  $dq$ -referentiestelsel:

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [v_{d,m} \ v_{q,m}]^T \quad (6.62)$$

$$\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T = [i_d \ i_q]^T \quad (6.63)$$

$$\mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T = [i_{d,m} \ i_{q,m}]^T \quad (6.64)$$

De verandering van referentiestelsel is hierbij gebaseerd op de geschatte rotorpositie  $\theta$  die bekomen wordt uit het EKF. Deze geschatte rotorpositie  $\theta$  wordt echter niet echt gebruikt in het EKF en volgt enkel uit de geschatte snelheid  $\omega$ . Bijgevolg zal een kleine regimefout in de snelheidsschatting aanleiding geven tot een steeds toenemende positiefout. De oriëntatie van het gemeenschappelijk referentiestelsel is dus in toenemende mate foutief. Deze situatie duurt tot de schatting ‘slipt’ en opnieuw convergeert naar een correcte oplossing  $[\omega, \theta \pm 2k\pi]$  in plaats van  $[\omega, \theta]$ . In figuur 6.21 is de resulterende fout in het statorfluxmodulus (tot meer dan 50%) getoond samen met de evolutie van  $\frac{\Delta\theta}{2\pi}$  voor de belastingscyclus van figuur 6.19.

### C. $dq$ -transformatie binnen EKF

De vergelijkingen van tabel 6.5 zijn geldig wanneer de rotatie binnen het EKF wordt uitgevoerd (de uitdrukking voor  $\mathbf{o}(\mathbf{x})$  blijft onveranderd). In dit geval zijn de ingang  $\mathbf{u}$  en de uitgangen  $\mathbf{y}, \mathbf{z}$  van het EKF uitgedrukt in het  $\alpha\beta$  referentiestelsel:

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [v_{s\alpha,m} \ v_{s\beta,m}]^T \quad (6.65)$$

$$\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T \quad (6.66)$$

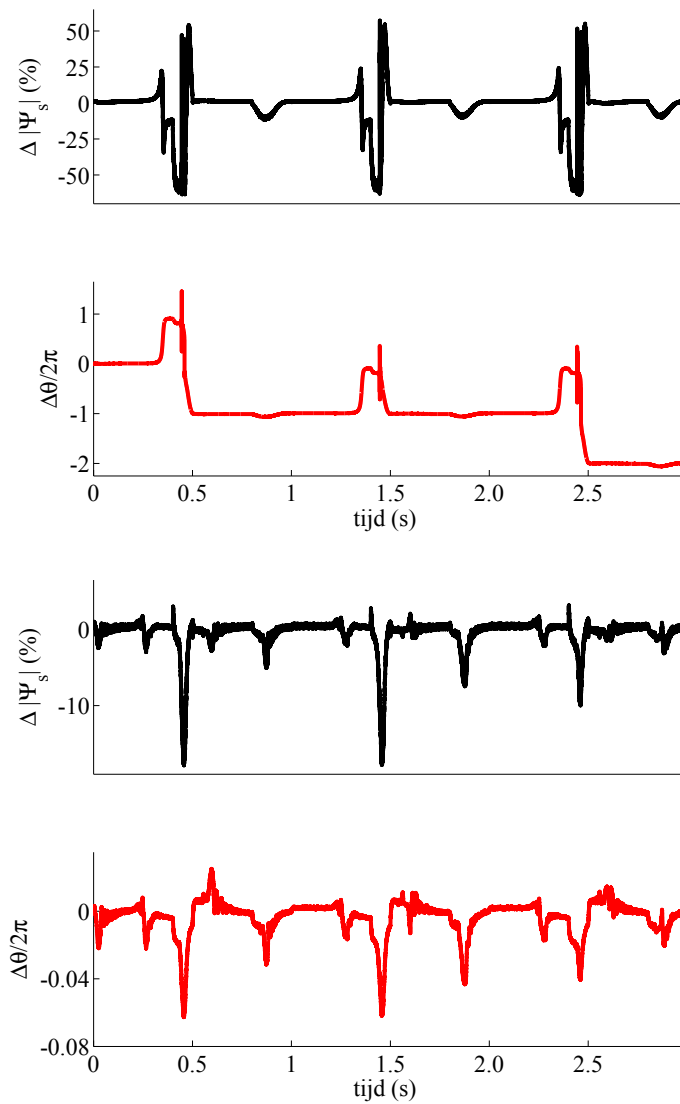
$$\mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T = [i_{s\alpha,m} \ i_{s\beta,m}]^T \quad (6.67)$$

Wanneer de vergelijkingen van tabel 6.5 en tabel 6.6 vergeleken worden, is het duidelijk dat in het tweede geval aanzienlijk meer informatie over  $\theta$  beschikbaar is en dus een betere correctie van  $\theta$  kan uitgevoerd worden. Als keerzijde van de medaille neemt uiteraard de rekenkundige complexiteit aanzienlijk toe. In figuur 6.21 is duidelijk dat de fout in de statorfluxmodulus aanzienlijk kleiner is en fouten in  $\frac{\Delta\theta}{2\pi}$  veel sneller gecorrigeerd worden.

### D. Toegevoegde parameterschatting

Om de schattingen te verbeteren bij variërende parameters, kan - net zoals bij de voorgaande versies van het EKF - de toestandsvector uitgebreid worden. Hierbij zal het schatten van de inductanties onmiddellijk een orde complexer zijn dan voor SPMSM. Voor EKFFS stijgt bij de schatting van  $L_q$  en  $L_d$  de orde meteen met twee. Voor EKFCFS is er echter nog een bijkomende implicatie: de factoren  $\frac{L_d}{L_q}$  en  $\frac{L_q}{L_d}$  resulteren in een deling van twee toestandsvariabelen (zelfs indien  $\frac{1}{L_q}$  en

$\frac{1}{L_d}$  geschat zouden worden). Door de partiële afgeleiden zijn de resulterende uitdrukkingen voor  $\mathbf{F}$  en  $\mathbf{C}$  dan aanzienlijk complexer. De rekenlast voor de digitale regelaar (FPGA) is hierdoor veel groter. Wel dient opgemerkt te worden dat in veel gevallen de schatting van  $L_q$  eventueel kan volstaan.



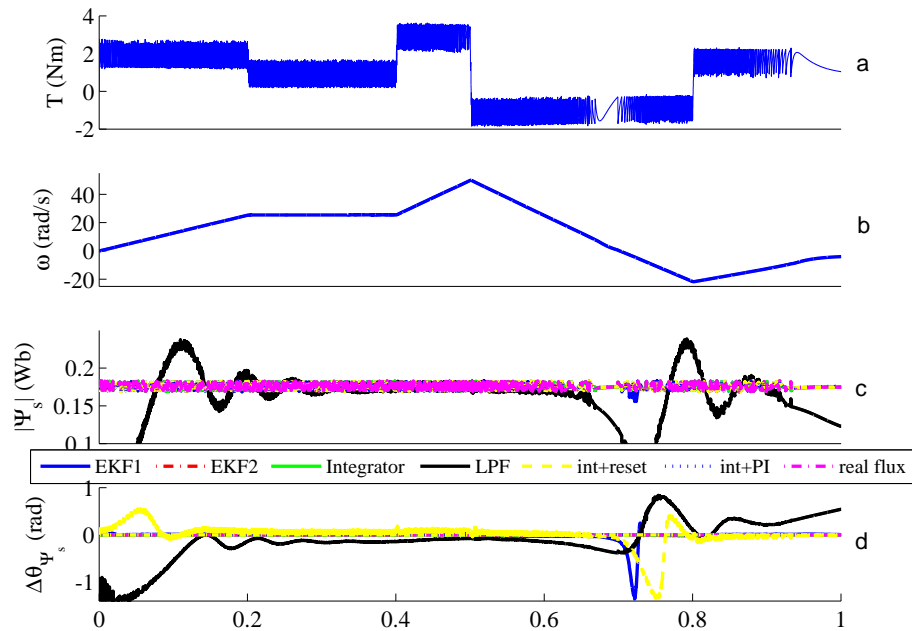
Figuur 6.21: Boven:  $\alpha\beta \rightarrow dq$  buiten het EKF. Onder:  $\alpha\beta \rightarrow dq$  binnen het EKF

## 6.8 Vergelijking van de statorfluxschatters: case study voor PMSM1

Een aantal van de besproken statorfluxschatters (EKFC, EKFF, integrator, deze uit §6.4.1, deze uit §6.4.2) de worden hier in simulatie vergeleken voor toepassing bij LT-DTC. De LT-DTC wordt uitgevoerd met de waarden voor de werkelijke statorflux in de machine. De schatters gebruiken dezelfde metingen en worden parallel uitgevoerd. Het verschil in modulus en hoek van hun uitgangen t.o.v. de werkelijke statorfluxvectormodulus en -hoek toont de performantie van de schatters.

### 6.8.1 Werking bij ideale omstandigheden

Wanneer geen meetfouten of parameterfouten aanwezig zijn en de schatters correct geïnitieerd zijn, wordt de maximaal haalbare performantie van de schatters duidelijk. Eerst worden enkele resultaten bekeken voor een hoogdynamische werking van de aandrijving. Het koppel- en snelheidsverloop is getoond in figuren 6.22a-6.22b. Ook de hoekfout (figuur 6.22d) en de modulus (figuur 6.22c) voor verschillende schatters zijn getoond. De selectie van de schatters is hier beperkt tot EKFC



Figuur 6.22: Hoogdynamische belastingscyclus met LT-DTC als test voor de statorfluxschatters

(EKF1), EKFF (EKF2), een zuivere integrator (Integrator), een niet geïnitieerde LPF (LPF), een PI-gecompenseerde integrator (int+PI) en een PCLPF-reset ge-compenseerde integrator (int+reset). De LPF is duidelijk niet geschikt voor de hoogdynamische omstandigheden. De andere methodes die gebaseerd zijn op het spanningsmodel leveren vrij goede resultaten. Dit is te verwachten aangezien ze bij ideale omstandigheden zich als een zuivere integrator gedragen (de compensatie is niet actief) en onder deze omstandigheden de schatting met de integrator overeen komt met de werkelijke flux. De enige uitzondering is de integrator+PCLPF reset die grote afwijkingen in de hoekschatting vertoont. Dit is te wijten aan het feit dat de reset-actie ook bij lage snelheid actief is in deze simulatie. De EKF versies hebben enkel wat afwijking tijdens de transiënten, in het bijzonder wanneer de snelheid bijna nul is. In het vervolg van deze vergelijking wordt een regimesituatie gesimuleerd voor de verschillende methodes. Na een aanloop wordt de machine bij een constante snelheid en koppel belast.

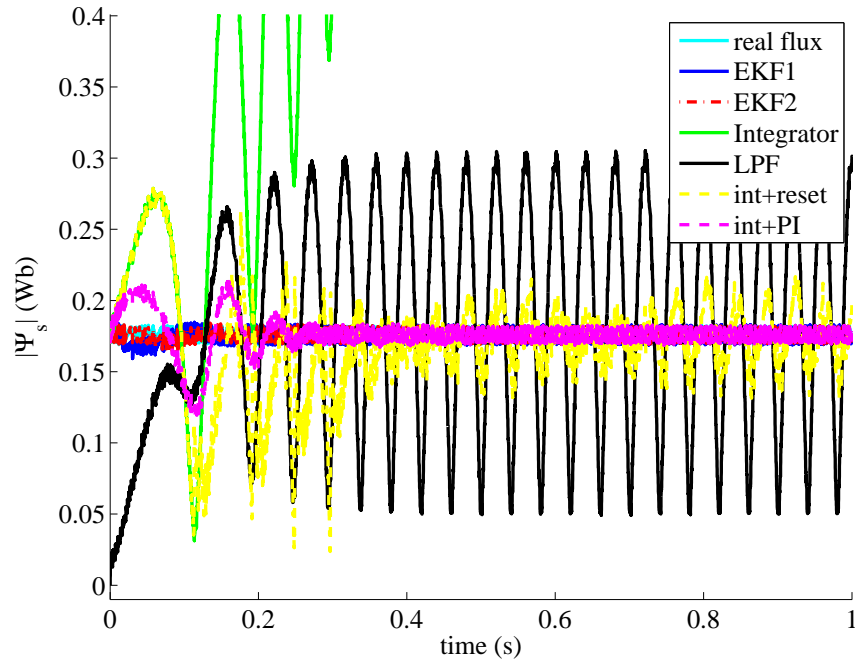
### 6.8.2 Invloed van meetfouten

De signaalconditionering en ADC's voor spanning en stromen kunnen een DC-offset veroorzaken in de metingen. Hier wordt het effect van deze storing bestudeerd. In de simulatie is een offset van respectievelijk 1% en -2% van de DC-busspanning ingesteld voor de spanningen in de  $\alpha$ - en  $\beta$ -assen. De offset voor de stromen bedraagt 3% van de nominale stroom.

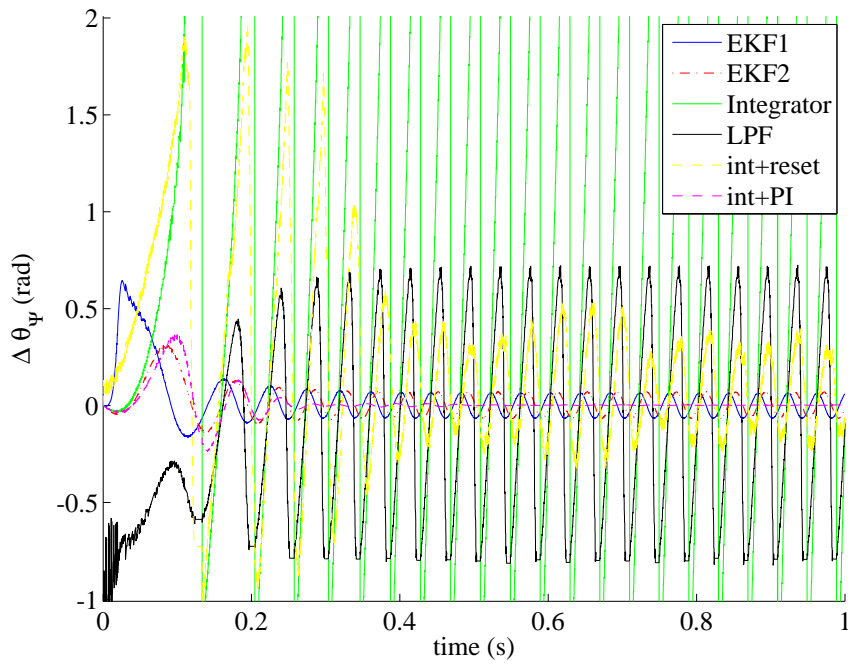
In figuren 6.23 en 6.24 is duidelijk te zien hoe de schatting van de integrator zeer snel divergeert van de werkelijke waarde. De LPF drift niet, maar oscilleert sterk rond de correcte waarde (de fouten in hoek en modulus zijn begrensd; in het  $\alpha\beta$ -referentiestelsel correspondeert dit met een verschuiving van het middelpunt van de fluxlocus). De stabilisatie met de PCLPF-reset is min of meer succesvol, maar toch zijn er nog grote afwijkingen voor zowel de hoek als de modulus. Tijdens het aanlopen van de machine is de reset-actie onderdrukt en zal de schatter dus wel divergeren. De enige schatter op basis van het spanningsmodel die behoorlijke resultaten levert is de PI-gestabiliseerde integrator. Hierbij moet de afstelling van de PI-regelaar wel zeer goed gebeuren. Bovendien treden er tijdens de transiënt nog aanzienlijke afwijkingen op.

Voor de EKFs lijdt de schatting betrekkelijk weinig onder de meetfouten. Voor de fluxmodulus is de schatting zowel tijdens de transiënt als tijdens het regime erg accuraat. De statorfluxhoek heeft relatief grote afwijkingen (0.4 tot 0.6 radialen) tijdens de transiënt, maar in regime blijft slechts een kleine oscillatie rond de correcte waarde over.

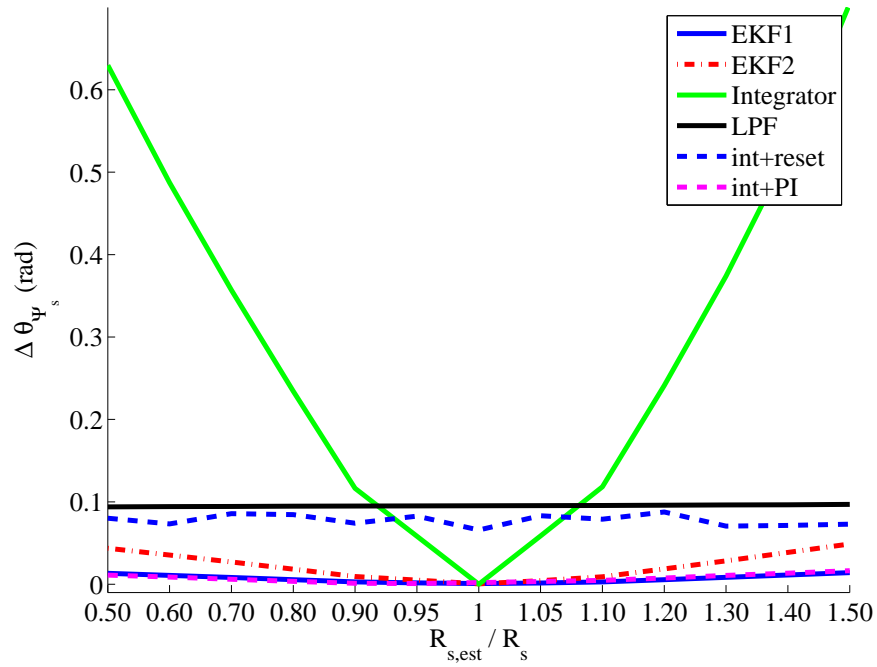




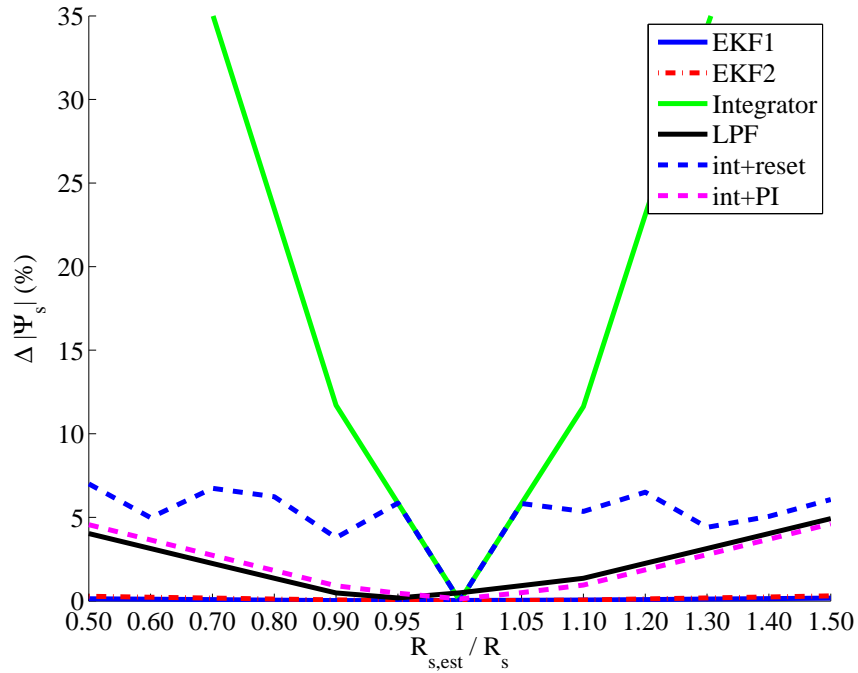
Figuur 6.23: Geschatte  $|\Psi_s|$  voor de verschillende methodes bij DC-offset in spannings- en stroommetingen



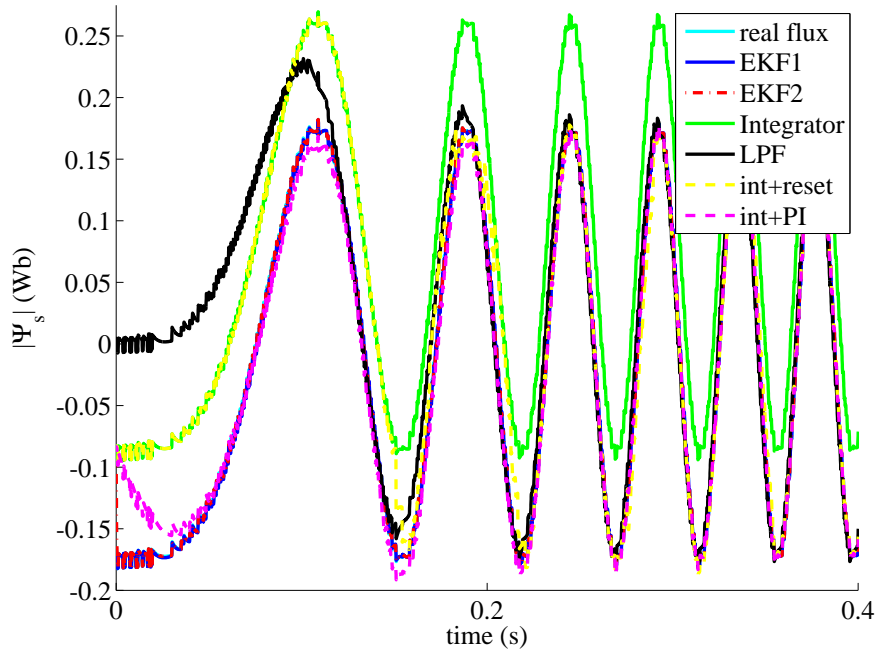
Figuur 6.24:  $\Delta\theta_{\Psi_s}$  voor de verschillende methodes bij DC-offset in spannings- en stroommetingen



Figuur 6.25: RMS fout van de fluxhoek in steady state in functie van  $\frac{R_{s,est}}{R_s}$



Figuur 6.26: RMS fout van de fluxmodulus in steady state in functie van  $\frac{R_{s,est}}{R_s}$



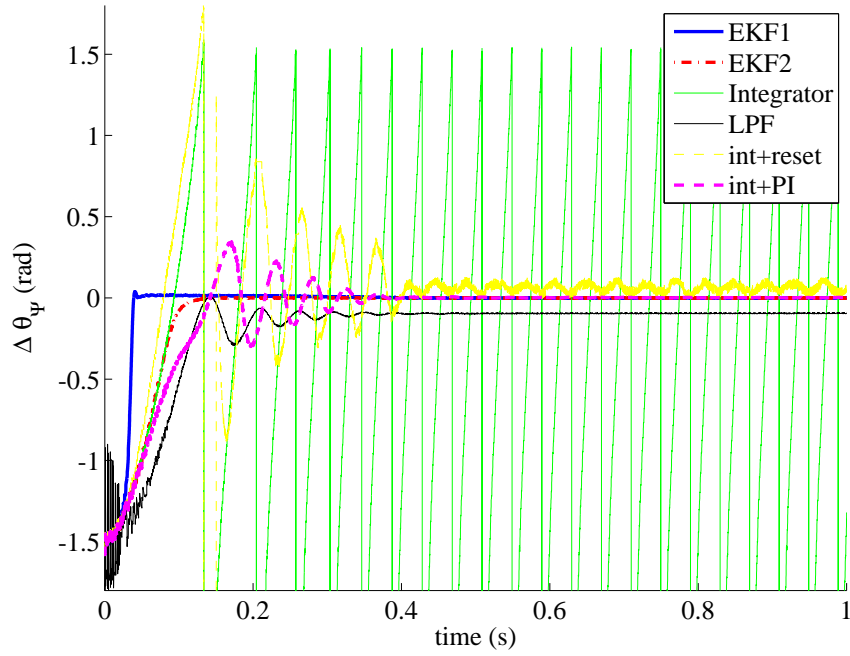
Figuur 6.27:  $\Psi_{s\beta}$  voor de verschillende methodes  $\Psi_{s\beta,init,est} = \frac{\Psi_{s\beta,init}}{2}$

### 6.8.3 Invloed van de statorweerstand

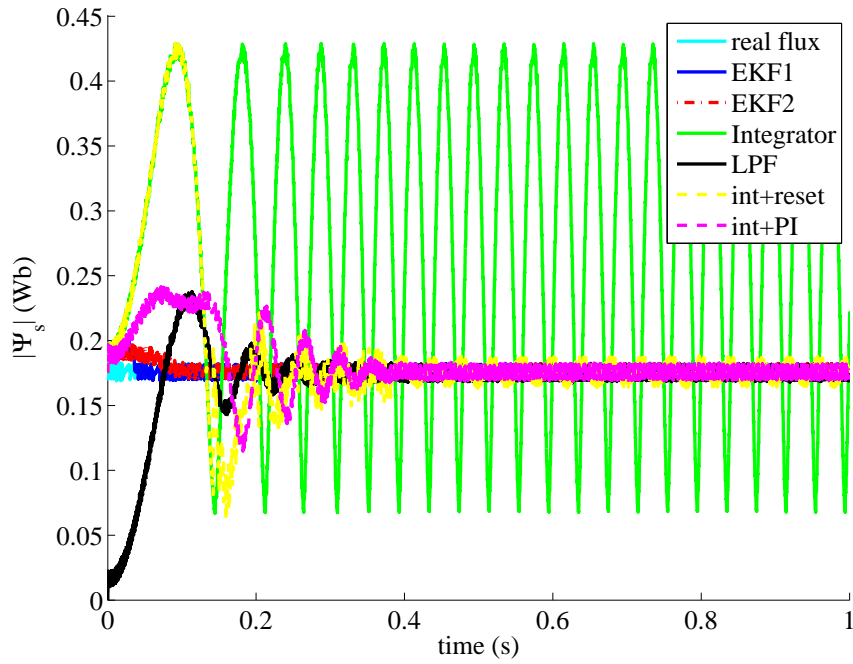
Hier wordt het effect van een foutief geschatte statorweerstand beschouwd. Alle methodes maken gebruik van deze parameter, maar de sensitiviteit aan  $R_s$  is sterk verschillend zoals te zien is in figuur 6.25 waar de RMS fout voor de fluxhoek in regime is getoond voor verschillende waarden van  $\frac{R_{s,est}}{R_s}$ . Zoals reeds eerder besproken halen de EKF schatters erg kleine afwijkingen (minder dan 0.05 elektrische radialen), zelfs bij grote afwijkingen van  $R_s$ . De hoekfout voor de LPF is constant en correspondeert met de fasefout van de LPF. De zuivere integrator levert erg slechte resultaten, maar kan door de PI goed gestabiliseerd worden. De stabilisatie met de PCLPF-reset is niet actief voor lage afwijkingen van  $R_s$ , maar zorgt bij grote afwijkingen voor een correctie. De RMS fouten voor de modulus zijn getoond in figuur 6.26. Hier zijn de EKF schatters veruit superieur.

### 6.8.4 Invloed van een foutieve initialisatie

In het voorgaande werden de schatters steeds correct geïnitieerd. Hier wordt bestudeerd hoe een foute initialisatie de schatting beïnvloedt. In figuur 6.27 heeft



Figuur 6.28:  $\Delta\theta_{\Psi_s}$  voor de verschillende methodes, foute initialisatie  $\theta_{\Psi_s,init} = \frac{\pi}{2}$



Figuur 6.29:  $|\Psi_s|$  voor de verschillende methodes, foute initialisatie  $\theta_{\Psi_s,init} = \frac{\pi}{2}$

de initiële statorfluxvector de juiste hoekpositie maar de verkeerde modulus (de helft van de correcte waarde). De zuivere integrator blijft deze foute initialisatie verder verrekenen. De stabilisatie met de PCLPF-reset werkt zeer goed, net zoals de PI-gecompenseerde integrator. De EKFC-schatter is niet beïnvloed door deze foute initialisatie en EKFF convergeert bijzonder snel naar de juiste waarde.

Een zwaardere initialisatiefout treedt op wanneer de fluxmodulus correct is, maar de hoekpositie verkeerd. In de simulatie van figuren 6.28 en 6.29 is er een fout van  $\frac{\pi}{2}$  radialen in de initiële toestand. Zowel de PCLPF- als PI-compensatie kunnen de integrator stabiliseren, maar de fouten in transiënt zijn groot. Beide EKF-schatters convergeren zeer snel naar de correcte waarden.

## 6.9 Koppelschatting

Het koppel van de draaiveldmachine, ongeacht het type, kan worden berekend als:

$$T = \frac{3}{2} N_p (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (6.68)$$

Deze uitdrukking wordt ook gebruikt om het koppel te schatten. Hierbij is het onmiddellijk duidelijk dat de nauwkeurigheid van de koppelschatting, tenslotte het product van stroom en flux, direct afhangt van de nauwkeurigheid van de statorfluxschatting. Fouten in de statorfluxschatting zijn dus onmiddellijk fouten in de koppelschatting. Aangezien directe koppelcontrole een gesloten-kringregeling van het koppel realiseert, zal de regelaar trachten deze schijnbare koppelfouten te compenseren en ontstaat er dus een oscillatie in het werkelijke koppel dat tegengesteld is aan de fout in de koppelschatting.

Bovendien zullen een aantal niet-idealiteiten bij de stroommeting naast de statorfluxschatting ook direct de koppelschatting beïnvloeden. Hierdoor zal een koppel-fout ontstaan in het gerealiseerde koppel. Deze laagfrequente koppelosscillaties ten gevolge van niet-idealiteiten van de converter worden behandeld in [88]. Daarbij worden twee soorten fouten in de stroomvectormeting en hun implicaties voor de koppelschatting besproken. Een eerste type fout is een offset in de stroommeting. Het gevolg hiervan is een oscillatie met de fundamentele synchrone frequentie in het koppel. Een tweede type fout is een schalingsfout in de stroommeting. De resulterende pulserende foutvector levert in het tijdsdomein twee componenten op die respectievelijk in wijzerzin en tegenwijzerzin roteren. De component die in wijzerzin roteert zal in combinatie met de in tegenwijzerzin-roterende statorflux-vector een koppelosscillatie met tweemaal de fundamentele synchrone frequentie opleveren.

Ook in [112] worden de effecten van onnauwkeurige stroommetingen op het regimegedrag van een IM met DTC geanalyseerd. De analyse bespreekt ook de effecten van meetfouten in de spanningsvector.

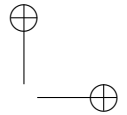
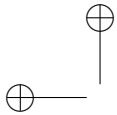
## 6.10 Combineren van schatters en schakelstrategieën

Tot hier toe werden de twee belangrijkste onderdelen van een directe koppelcontrole, met name de schakelstrategie en de statorfluxschatting, apart besproken alsof ze onafhankelijk zijn. Ook in de literatuur lijkt het vaak alsof schakelstrategie en fluxschatting volledig los staan van elkaar. Nochtans wordt de performantie van de aandrijving bepaald door beide elementen en hun interactie. In de literatuur zijn er enerzijds bijdragen waar complexe en performante fluxschatters worden ontworpen en waar vervolgens de controle met een eenvoudige opzoektabel gebeurt. Anderzijds zijn er bijdragen waar geavanceerde schakelstrategieën gebruikt worden, maar de beslissing genomen wordt op basis van flux- en koppelwaarden uit een schatter met lage kwaliteit. Beide soorten artikels hebben zeker hun waarde wat de uitwerking van de schatter of strategie betreft, maar gaan voorbij aan een aantal zaken.

De volgende opsomming geeft een aantal aspecten waar de wederzijdse beïnvloeding van schatter en schakelstrategie geduid wordt.

- Bij een directe koppelcontrole met opzoektabel (LT-DTC) wordt de statorfluxhoek sterk gekwantiseerd in een beperkt aantal sectoren. Dit betekent dat een beperkte fout in de statorfluxhoek de dynamica van de aandrijving weinig tot niet zal beïnvloeden. Bij hoge snelheden kan het gebeuren dat het niet realiseren van de koppelwenswaarde (zie §5.5.2) sneller optreedt, maar dit effect is vrij klein en moeilijk te voorspellen.
- Bij modelgebaseerde voorspellende regelaars is de nauwkeurigheid van de statorfluxschatting veel belangrijker. Omdat er meer mogelijke spanningsvectoren in acht genomen worden en de exacte invloed ervan berekend wordt. Het heeft duidelijk weinig zin om nauwkeurige voorspellingen proberen te maken als de beginsituatie verkeerd geschat is.
- Wanneer de schatter nood heeft aan een rotorpositie of -snelheid, kan deze informatie ook nuttig gebruikt worden in de schakelstrategie. De stap naar modelgebaseerde voorspellende implementaties is dan kleiner. Wanneer de schatter zelf de rotorpositie- of snelheid meeschat, vormt dit uiteraard een belangrijk voordeel.
- Als uitbreiding op het voorgaande, kan de schakelstrategie (in het bijzonder de MBPC-implementaties) gebruik maken van de parameters die meegeschat worden bij bepaalde statorfluxschatters.

Het voorgaande leidt tot de vaststelling dat algemeen gesproken enerzijds een complexe regelaar het best gecombineerd wordt met een complexe schatter en anderzijds een eenvoudige regelaar het best gecombineerd wordt met een eenvoudige



schatte. Dit betekent dat er in feite twee extremen zijn in rekenlast van de implementaties: zeer licht en zeer zwaar. Naast de technische eisen van de toepassing zullen dus eventueel ook economische aspecten dan de meest geschikte combinatie bepalen.

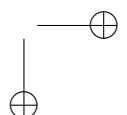
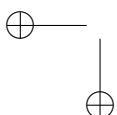
Op het eerste zicht lijkt de combinatie van een complexe regelaar en een complexe schatter erg nadelig wat de vereiste rekenkracht betreft. Toch kunnen er (naast bijvoorbeeld het dubbel gebruik van online geschatte parameters) belangrijke symbioses zijn tussen de schatter en de regelaar. Voor het EKF bijvoorbeeld moet immers de volgende toestand voorspeld worden, wat in essentie net dezelfde voorspelling is die nodig is voor de eerste stap van modelgebaseerde voorspellende controle. Dit betekent dat deze berekening slechts éénmaal moet gebeuren.

De verschillende schatters en schakelstrategieën kunnen dus in principe willekeurig met elkaar gecombineerd worden. Toch is het aan te bevelen om de keuze voor een bepaalde combinatie doordacht te maken om enerzijds te vermijden dat de potentiële verbetering van de schatter teniet gedaan wordt door strategie en vice versa en anderzijds bepaalde symbioses kunnen benut worden.

## 6.11 Besluit

In dit hoofdstuk werden een aantal methodes besproken voor de statorfluxschatting bij draaiveldmachines. De eenvoudigste schatters zijn gebaseerd op het spanningsmodel van de machine. Deze schatters hebben slechts één parameter nodig en vragen weinig rekenkracht. Bij lage snelheden zullen ze echter falen en typisch zal de dynamische nauwkeurigheid van de schatter beperkt zijn. Praktisch zijn spanningsmodelgebaseerde schatters enkel bruikbaar met een goed ontworpen terugkoppeling. Er werd aangetoond dat een continue terugkoppeling beter is dan een reset-actie en dat voldoende aandacht moet besteed worden aan het ontwerpen van dit terugkoppelsignaal. In het bijzonder zal deze correctieschatting voldoende onafhankelijk moeten zijn.

Schatters op basis van het stroommodel hebben over het volledige snelheidsbereik voldoende dynamische nauwkeurigheid, maar zijn afhankelijk van meerdere parameters en een rotorpositiemeting. Daarom werden extended Kalman filters bestudeerd voor zowel SPMSM's als IPMSM's. Deze toestandsreconstructors kunnen de rotorhoek, en onder bepaalde voorwaarden ook enkele machineparameters, schatten op basis van de stroom- en spanningsmetingen. De geschatte parameters kunnen dan ook buiten het EKF gebruikt worden om een betere controle te bekomen. Deze EKF's bieden potentieel een grote dynamische nauwkeurigheid maar dienen met de nodige omzichtigheid geïmplementeerd te worden. De bepaling van de covariantiematrices is verre van eenvoudig, zeker voor de EKF's met parameterschatting. Bovendien vragen ze veel rekenkracht. Het is duidelijk dat er een bij-



zonder groot verschil bestaat in de rekentechnische vereisten voor de implementatie van de verschillende methodes. De EKF-schatters zijn duidelijk rekentechnisch het meest veeleisend. Voor het EKF (voor positieschatting en zonder bijkomende parameterschatting) zijn in de literatuur FPGA-implementaties voorgesteld [122]. Bij het uitrekenen van de matrixbewerkingen voor het EKF dienen steeds dezelfde sequenties van bewerkingen te worden geëvalueerd. Zoals besproken in bijlage C is een probleem met een groot aantal maar repetitieve bewerkingen bij uitstek geschikt voor FPGA-implementatie. De ontwerpsprincipes van bijlage C kunnen dan ook direct toegepast worden voor het EKF.

In [22] wordt opgemerkt dat observers een eigen dynamica hebben, gevoelig zijn aan parameterveranderingen en zorgvuldig moeten ontworpen worden voor specifieke aandrijvingen. Daarom zouden, volgens [22], deze observers te ingewikkeld en onpraktisch zijn voor commerciële aandrijvingen, wat meteen een reden is voor Świerczyński om enkel open-kringschatters te behandelen. Hoewel in dit proefschrift deze visie niet gevolgd wordt, dient inderdaad wel opgemerkt te worden dat de EKF-schatter ondanks de mogelijke adaptiviteit verre van universeel inzetbaar zijn.

In elk geval is het zo dat er geen enkel type schatter is die steeds te verkiezen valt boven andere schatters. De meest geschikte schatter hangt immers af van de eigenschappen van de toepassing. Zo zullen de vereiste nauwkeurigheid van de controle bij lage snelheden en de dynamische vereisten al sterk bepalend zijn. Bovendien kan kennis over de toepassing (storingsinvloeden, modellering, ...) ook de keuze beïnvloeden. In tabellen 6.7 en 6.8 zijn de belangrijkste eigenschappen van de schatters samengevat. Tenslotte moet nog opgemerkt worden dat de toepassing nog op een indirecte manier de keuze van de statorfluxschatter beïnvloedt. De kenmerken van de toepassing zullen immers in belangrijke mate de keuze voor de schakelstrategie bepalen (of zouden dat toch moeten doen). De vereiste nauwkeurigheid in statorfluxschatting en mogelijke symbioses tussen schatter en schakelstrategie zullen dan ook de keuze voor de schatter mee beïnvloeden.

De belangrijkste bijdragen in dit hoofdstuk zijn enerzijds te vinden in §6.7 waar de mogelijkheden voor de statorfluxschatting met het EKF bij PMSM's worden onderzocht. Hiertoe worden twee keuzes voor de toestandsvector geanalyseerd. Om de onderzochte parameterrobuustheid te verbeteren worden de EKF's uitgebreid met een parameterschatting, ook de invloed van verzadiging en reluctantie bij SPMS's wordt onderzocht. Ook de EKF-statorfluxschatting voor IPMSM's met twee mogelijke toestandsvectoren werd geïntroduceerd. Hierbij werd de stabiliteit onderzocht naargelang de  $dq$ -transformatie buiten of binnen het EKF wordt uitgevoerd. Anderzijds vormt ook §6.8 een belangrijke originele bijdrage omdat verschillende statorfluxschatters systematisch vergeleken worden.

Hoewel in dit hoofdstuk uitgebreid aandacht besteed werd aan het bekomen van



Inductiemachines							
	input	extra output	parameters	dynamica	sensitiviteit parameters	laagfrequente werking	meetstoring
spannings-model	$\underline{v}_s, \underline{i}_s$ opt. $\theta, \omega$	geen	$R_s$	-- /-	- / +	--	--
stroom-model	$\underline{i}_s, \theta$ of $\omega$	$\underline{\Psi}_r$	$L_s, L_r, L_m$ $R_r$	++	--	++	--
observer	$\underline{v}_s, \underline{i}_s$ opt. $\theta, \omega$	$\theta, \omega$ (parameters)	$L_s, L_r, L_m$ $R_s, R_r$ opt. $J, T_l$	-/+	-/+	-/+	-
EKF	$\underline{v}_s, \underline{i}_s$ opt. $\theta, \omega$	$\theta, \omega$ (parameters)	$L_s, L_r, L_m$ $R_s, R_r$ opt. $J, T_l$	-/+	- /++	-/+	+

Tabel 6.7: Overzichtstabel fluxschatters voor inductiemachines

PMSM							
	input	extra output	parameters	dynamica	sensitiviteit parameters	laagfrequente werking	meetstoring
spannings-model	$\underline{v}_s, \underline{i}_s$ initieel $\theta$ opt. $\theta, \omega$	geen	$R_s$ initieel $\Psi_f$	-- /-	- / +	--	--
stroom-model	$\underline{i}_s, \theta$	geen	$L_s$ of $L_d, L_q$ $\Psi_f$	++	--	++	--
observer	$\underline{v}_s, \underline{i}_s$ initieel $\theta$ opt. $\theta, \omega$	$\theta, \omega$ (parameters)	$L_s$ of $L_d, L_q$ $R_s, \Psi_f$ opt. $J, T_l$	-/+	-/+	-/+	-
EKF	$\underline{v}_s, \underline{i}_s$ initieel $\theta$ opt. $\theta, \omega$	$\theta, \omega$ (parameters)	$L_s$ of $L_d, L_q$ $R_s, \Psi_f$ opt. $J, T_l$	-/+	- /++	-/+	+

Tabel 6.8: Overzichtstabel fluxschatters voor PMSM

een kwalitatieve statorfluxschatting en in hoofdstuk 5 de verschillende methodes werden behandeld om aan de hand van deze schatting de statorflux te regelen, werd in het midden gelaten welke referentiewaarde best gebruikt wordt voor deze statorflux. Als vuistregel kan gesteld worden dat vaak de nominale waarde geselecteerd wordt voor het grootste deel van de werking en een lagere waarde bij hogere snelheden (veldverzwakking), waarbij dit natuurlijk sterk afhangt van het type machine. Het is echter algemeen geweten dat een meer dynamische selectie van deze referentie, indien de toepassing dit toelaat, lagere verliezen met zich meebrengt. Beide vormen van de keuze van de statorfluxreferentie zijn interessant om te bestuderen en kunnen uitermate goed geïntegreerd worden in de meeste besproken schakelstrategieën. Een volledige uitwerking hiervan valt buiten het kader van dit proefschrift, maar dit onderwerp wordt in [123, 124] uitgebreid behandeld.



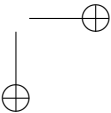
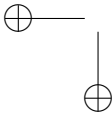
## Hoofdstuk 7

# Slotbeschouwingen en verder onderzoek

### 7.1 Besluiten

Vermogenselektronisch gevoede elektrische aandrijvingen met digitale controle zullen in de toekomst alleen maar belangrijker worden. Koppelcontrole voor de elektrische machine vormt daarbij de basis van een performante aandrijflijn. Recent ontwikkeling in vermogenselektronica en digitale controle-elektronica hebben ervoor gezorgd dat er tegenwoordig, mits het ontwikkelen van gepaste algoritmes, ongekende mogelijkheden weggelegd zijn voor een flexibele en efficiënte koppelcontrole. In dit proefschrift wordt de directe koppelcontrole voor inductiemachine (IM) en permanent-magneetbekerachtigde synchrone machine (PMSM) beschouwd. Daartoe zijn in hoofdstuk 2 de machines en een aantal relevante invertortopologieën voor hun vermogenselektronische voeding voorgesteld. Hierbij wordt in het bijzonder aandacht besteed aan een recent voorgestelde topologie: de flying-capacitor multilevel-inverter.

Voor de controle van de omvormers kan gebruik gemaakt worden van klassieke modulatietechnieken (PWM en SVM) of van directe invertercontrole. Beide soorten technieken worden besproken, zowel voor de 2L-VSI als de FC-invertoren. Daarbij is duidelijk dat de kracht van directe controle t.o.v. PWM/SVM (waarbij de inverter gelineariseerd wordt) bestaat uit het feit dat het niet-lineaire schakelende karakter van de inverter expliciet in rekening gebracht wordt. Bij huidige implementaties is de uitgangsspanningskwaliteit echter niet gegarandeerd. Een lage uitgangsspanningskwaliteit geeft aanleiding tot hogere verliezen en potentiële beschadiging van de motor. Dit aspect wordt in de literatuur vaak over het hoofd gezien. In dit werk wordt echter uitgebreid ingegaan op de spanningskwaliteit van directe invertercontrole. In hoofdstuk 3 worden de belangrijkste methodes voor



koppelcontrole besproken: veldoriëntatie en directe koppelcontrole. Directe koppelcontrole (DTC) werd oorspronkelijk voorgesteld om aan een aantal nadelen van veldoriëntatie te verhelpen. In feite steunt de controle op een volledig ander paradigma. Binnen de klasse van directe koppelcontrole zijn er veel mogelijke varianten voorgesteld sinds de originele bijdrage van Takahashi. Daarbij kunnen zowel methodes met PWM/SVM als methodes met directe koppelcontrole onderscheiden worden. In dit proefschrift gaat de aandacht naar methodes met directe invertorcontrole aangezien dit aan de grondslag ligt van het DTC-paradigma. Een kritische analyse van het DTC-algoritme wordt in dit proefschrift uitgevoerd. Een volledige klasse van statorfluxgebaseerde, voorspellende regelaars met directe invertorcontrole wordt voorgesteld voor directe koppelcontrole van draaiveldmachines. Het voorstel van Takahashi is dan in feite een specifieke variant binnen deze klasse.

Om DTC en de ganse klasse van statorfluxgebaseerde, voorspellende regelaars met directe invertorcontrole te kunnen bestuderen worden in hoofdstuk 4 definities en varianten voor voorspellende regelaars besproken. In het bijzonder wordt een kritische evaluatie gemaakt van de toepasbaarheid van de reeds verschenen voorspellende algoritmes voor digitale motorcontrole.

Het hoofdstuk wordt afgesloten met een toepassingsvoorbeeld waarbij de modelgebaseerde voorspellende stroom- en capaciteitsspanningsregeling van een  $RL$ -last met een multilevel-invertor besproken wordt. Hierbij wordt de invloed onderzocht van het gebruik van verschillende kostenfuncties in de optimalisatiestap. Er wordt onderzocht hoe een geschikte gewichtsfactor gekozen kan worden. Hierbij wordt vastgesteld dat er een optimaal gebied voor de gewichtsfactor bestaat waarin zowel de stroomcontrole als de spanningscontrole goed gerealiseerd worden. Dit gebied wordt bovendien maar in beperkte mate beïnvloed door de wenswaarde van de stroom. Daarbij wordt ook aangetoond dat de kwadratische termen in de kostenfunctie kunnen vervangen worden door termen met de absolute waarde van de fout. Ook de toevoeging van een term die het schakelen bestraft is een mogelijke verbetering. Dit levert uiteraard wel een bijkomende gewichtsfactor op die moet gekozen worden. Er wordt bovendien overtuigend aangetoond dat voor de capaciteitsspanningscontrole de kosten termen bij voorkeur aan de hand van een tolerantieband gedefinieerd worden. Dit verbetert het gedrag van de invertor zowel in simulaties als in experimenten. Bovendien is de selectie van de gewichtsfactor minder kritisch. Praktisch gezien dient een voldoende hoge waarde voor de gewichtsfactor gekozen te worden, maar is de keuze van de tolerantieband belangrijker dan de keuze van de gewichtsfactor.

Om de rekenlast te verlichten stellen sommige auteurs modelvereenvoudigingen voor. In het bijzonder werd in [74] voorgesteld om de interactie tussen de fasen buiten beschouwing te laten. In dit proefschrift wordt echter aangetoond dat deze vereenvoudiging niet noodzakelijk is om FS-MBPC te kunnen realiseren. Verder

wordt aangetoond dat de controlekwaliteit sterk aangetast wordt door deze vereenvoudiging en bovendien de selectie van de gewichtsfactor aanzienlijk moeilijker wordt. Tenslotte gaat de spanningskwaliteit sterk achteruit door deze vereenvoudiging. Ook het gedrag bij parameterfouten kwam aan bod. Ondanks het gebruik van een voorspellingsmodel is FS-MBPC erg robuust voor fouten in de parameterschatting. Dit is hoofdzakelijk te wijten aan de beperking van de verzameling waarin de optimale controle-actie gezocht wordt: zelfs bij afwijkingen zal de optimale schakelactie dus slechts zelden wijzigen. De robuustheid is zo groot dat zelfs ongemodelleerde invloeden de controle niet sterk degraderen. Zo wordt het algoritme ook succesvol gebruikt voor de stroomregeling bij indirecte veldoriëntatie van een inductiemachine.

De analyse van de spanningskwaliteit in simulatie en experimenten toont aan dat de spanningskwaliteit van de inverter sterk bepaald wordt door de gewichtsfactor en het gebruikte model. Daarnaast is ook duidelijk dat uiteraard niet steeds aan de EPPCR voldaan zal worden. In experimenten worden toch fracties tot 80% conforme schakelacties gevonden.

Het toepassen van FS-MBPC op multilevel-invertoren met een hoger aantal spanningsniveaus resulteert in een grotere uitdaging door het aanzienlijk groter aantal mogelijke schakeltoestanden. Toch blijft de FPGA-implementatie realiseerbaar, in tegenstelling tot wat de literatuur doet geloven. De realisatie van een efficiënte en modulair uitbreidbare FPGA-implementatie voor een 4L-FCC is dan ook één van de meest in het oog springende realisaties van dit proefschrift. Deze implementatie wordt in meer detail beschreven in bijlage C. De toepassing van FS-MBPC op een 4L-FC-inverter leverde ook goede resultaten en soortgelijke conclusies als voor de 3L-variant.

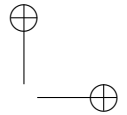
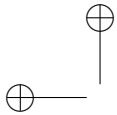
Het voorspellende karakter van DTC wordt vervolgens grondig onderzocht in hoofdstuk 5. Voor DTC s.s. worden vooral de effecten van de digitale implementatie nader bekeken. Een aantal methodes worden vergeleken in termen van controlekwaliteit van de motor (koppel en flux), controlekwaliteit van de inverter (schakelfrequentie en bij multilevel-topologieën capaciteitsspanning) en spanningskwaliteit. Eerst kwamen daarbij de meer klassieke opzoektabel-gebaseerde varianten van directe koppelcontrole (LT-DTC) aan bod. De nadelige effecten van de digitale implementatie omvatten een grotere koppel- en fluxrimpel en een slechte spanningskwaliteit. Deze problemen worden nog vergroot door de vertraging bij de bemonstering en verwerking. Om hieraan ten dele te verhelpen wordt in dit proefschrift een voorspellende methode voor de bemonstering voorgesteld. Ondanks deze bemonsteringstechniek, alsook het gebruik van een verbeterde kwantisatie van de koppelfout en wijzigingen in de opzoektabel, is het voor digitaal geïmplementeerde directe koppelcontrole met opzoektabel bijzonder moeilijk om de controlekwaliteit te verbeteren en de prioriteit van de controle te beheersen.

Daarom worden MBPC-varianten van directe koppelcontrole bestudeerd die een werkelijk optimale (en niet langer geschikte) spanningsvectorselectie realiseren. Er wordt, zowel met simulaties als experimenteel, aangetoond dat MBPC voor directe koppelcontrole van draaiveldmachines niet alleen realiseerbaar is, maar ook een zeer goede koppel- en fluxcontrole toelaat. In een basisversie met tracking control voor zowel koppel als flux is echter de schakelfrequentie vrij hoog en de spanningskwaliteit bijzonder slecht. Er wordt daarom onderzocht welke kostenfuncties betere resultaten realiseren. Het blijkt erg voordelig te zijn om zowel voor het koppel als de statorfluxmodulus een tolerantieband te definiëren waarin afwijkingen geen kost hebben. Het wordt aldus duidelijk dat op een eenvoudige manier de prioriteiten van de regelaar kunnen ingesteld worden en dat een aantal typische nadelen van directe koppelcontrole vermeden kunnen worden. Van bijzonder belang is de vaststelling dat deze goede controle gecombineerd kan worden met een goede uitgangsspanningskwaliteit. Door de tolerantiebanden zal het regelmatig voorkomen dat niet langer één schakeltoestand optimaal is voor de kostenfunctie. Door als bijkomende voorwaarde een minimaal aantal omschakelingen op te leggen kan dan zowel de schakelfrequentie verlagen als de spanningskwaliteit verbeteren. De spanningskwaliteit kan bovendien ook verbeterd worden door een bijkomende term in de kostenfunctie die het ‘overslaan’ van spanningsvectoren bestraft. Om het respecteren van de PPCR af te dwingen wordt een algoritme voorgesteld waar de finite-set beperkt wordt tot PPCR-conforme acties.

Omdat hierdoor de dynamische eigenschappen kunnen beperkt worden, is een variant voorgesteld die de multistep-methode genoemd wordt en gebruik maakt van een discrete ruimtevectormodulatie. Hierdoor kunnen meer verschillende controleacties ondernomen worden. Hoewel het schema gelijkenissen vertoont met PWM-/SVM, wordt de niet-lineariteit van de inverter nog steeds expliciet in rekening gebracht.

Ook worden verschillende mogelijkheden voor het voorspellingsmodel onderzocht. Naast het analytische voorspellingsmodel worden een black-box modellering met een artificieel neurale netwerk en een grey-box model behandeld. Zelfs met een verminderde voorspellingsnauwkeurigheid wordt een zeer performante controle bekomen.

Omdat multilevel-invertoren een groot aantal schakeltoestanden hebben is hun directe controle zowel interessant als uitdagend. In dit proefschrift wordt ook de voorspellende directe koppelcontrole van draaiveldmachines met deze multilevel-invertoren bestudeerd. Uit de bespreking voor LT-DTC volgt duidelijk dat de complexiteit van de topologie een meer performante controle vraagt. Daarom wordt FS-MBPC toegepast voor de simultane motor-en invertercontrole. Hoewel het groter aantal schakeltoestanden de rekenlast gevoelig verhoogt, blijft de MBPC-DTC implementeerbaar en worden goede resultaten behaald. Er wordt aangetoond dat



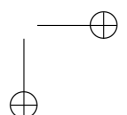
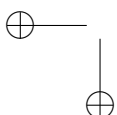
de controlekwaliteit voor het koppel en de flux nog kunnen verbeterd worden door het groter aantal schakeltoestanden. Bij FC-invertoren moeten bovendien de capaciteitsspanningen tegelijkertijd ook geregeld worden. Hierbij is best de bijdrage in de kostenfunctie aan de hand van een tolerantieband gedefinieerd.

Hoewel vandaag de dag reken- en geheugencapaciteit goedkoop geworden zijn, blijft de rekenlast van MBPC-algoritmes zoals reeds aangehaald een remmende factor in hun toepassing. De implementeerbaarheid van deze rekenintensieve algoritmes is dus praktisch van groot belang en de realisatie van een FPGA-implementatie voor verschillende MBPC-varianten vormt dan ook een belangrijke bijdrage van dit proefschrift. Enkele implementatietechnische aspecten worden besproken in bijlage C, de efficiënte FPGA-implementatie wordt bekomen door de voordelen van de FPGA (parallellisatie en pipelining) en de eigenschappen van het algoritme (een groot aantal, maar repetitieve berekeningen) correct te combineren.

Aangezien een groot aantal van de bestudeerde regelaars gebaseerd zijn op een statorfluxschatting was ook een onderzoek naar bruikbare fluxschatters en hun implementatie aangewezen. Dit wordt besproken in hoofdstuk 6. Enkele erg eenvoudige schatters, gebaseerd op het spanningsmodel, leveren blijkbaar toch goede resultaten. Een belangrijk voordeel voor deze schatters gebaseerd op een integrator of laagdoorlaatfilter is de brede toepasbaarheid aangezien slechts één motorparameter dient gekend te zijn. De dynamische eigenschappen zijn wel beperkt ten opzichte van enkele rekentechnisch zwaardere schatters. Het gebruik van een Extended Kalman Filter kan, mits een sterke toename van de rekenlast, de dynamische eigenschappen verbeteren. Hiervoor worden een aantal varianten voorgesteld en bestudeerd in dit proefschrift. Om de parameterafhankelijkheid te verbeteren wordt de gecombineerde schatting van de statorflux en motorparameters bestudeerd. Hoewel deze gecombineerde schatting kan werken, wordt aangetoond dat dit niet zo eenvoudig is als vaak in de literatuur voorgesteld wordt.

## 7.2 Originele bijdragen in dit proefschrift

- In [31] en [36] wordt het belang van spanningskwaliteit als criterium om invertormodulatie te beoordelen kort besproken. In de literatuur wordt echter zelden of nooit de spanningskwaliteit bij directe regelaars beschouwd. In dit proefschrift worden de evaluatie en verbetering van de spanningskwaliteit van een inverter bij het gebruik van directe regelaars bestudeerd als één van de aspecten van controlekwaliteit, en wel voor drie situaties:
  - De FS-MBPC stroomregeling en balanceren van multilevel-invertoren.
  - Directe koppelcontrole met opzoektabel, waarvoor regelmatig het niet respecteren van de PCR als nadeel wordt genoemd [55] maar eerder nog geen



analyse van de spanningskwaliteit verscheen.

- De FS-MBPC directe koppelcontrole met 2L-VSI en FC-invertoren. Hierbij worden ook de mogelijkheden onderzocht om een betere spanningskwaliteit te bekomen door het respecteren van de (E)PPCR op te leggen.
- Het FS-MBPC-algoritme wordt toegepast in twee situaties en vervolgens systematisch en objectief bestudeerd.
  - De eerste toepassing is de gecombineerde stroom- en capaciteitsspanningscontrole van multilevel-invertoren met 3 en 4 spanningsniveaus. Bij deze studie komt de invloed van de gewichtsfactoren in de kostenfunctie, de voorspellingshorizon, het voorspellingsmodel en de parametergevoeligheid aan bod. Hoewel de stroom- en capaciteitsspanningscontrole van multilevel-invertoren in de literatuur reeds meermaals verschenen is, werd nog geen uitgebreide analyse van de controlekwaliteit voorgesteld.
  - Als tweede toepassing komt de FS-MBPC directe koppelcontrole met 2L-VSI en FC-invertoren aan bod. Een systematische en objectieve studie voor de kostenfuncties wordt voorgesteld. Publicaties over FS-MBPC voor de koppelcontrole met multilevel-invertoren zijn sowieso eerder schaars door de grote rekenlast. Enkele auteurs hebben goede resultaten geboekt, maar de focus ligt eerder op lange horizonten en de reductie van de modelcomplexiteit [13].
- Hoewel enkele auteurs wel de voorspellende eigenschappen van DTC erkennen en meerdere auteurs reeds voorspellende varianten voorgesteld hebben, werden de uitgebreide interpretatie van DTC als voorspellende regelaar en de invloed van de digitale implementatie nog niet eerder grondig besproken. In dit proefschrift komen beide onderwerpen aan bod en wordt een verbeterde bemonstering voorgesteld.
- De mogelijkheden om een ANN of een grey-box modellering te gebruiken als voorspellingsmodel binnen FS-MBPC-algoritmes werden voor een IM in dit proefschrift en [50] voor het eerst geëxploreerd. Deze aanpakken werden nooit eerder geprobeerd. Vooral de mogelijkheden van de ANN-gebaseerde voorspellende controle zijn interessant. Deze vorm van FS-MBPC voor vermogenslektronica is trouwens volledig nieuw.
- Een efficiënte FPGA-implementatie van FS-MBPC voor stroom- en capaciteitsspanningsregeling van FC-invertoren en de directe koppelcontrole met 2L-VSI en FC-invertoren wordt voorgesteld. Tot nu toe werd in de literatuur het



praktisch implementeren van MBPC voor vermogenselektronica als bijzonder moeilijk beschreven. Bij zeer veel publicaties werd geen experimentele verificatie van MBPC voorzien of werd het probleem extreem vereenvoudigd. MBPC voor grotere voorspellingshorizonnen en invertoren met een groot aantal spanningsniveaus wordt als bijzonder moeilijk (zoniet onmogelijk) ervaren, zeker voor online implementaties. In het kader van dit proefschrift wordt echter een FPGA-implementatie gerealiseerd die erg efficiënt is (minder dan 30% van de resources van een Virtex-II Pro 30 FPGA worden benut en de stroomcontrole voor een driefasige 4L-FCC neemt slechts  $10.5 \mu\text{s}$  in beslag, zie bijlage C.6). Dit was mogelijk door de goede afstemming van de mogelijkheden van FPGA's en de eigenschappen van het controleprobleem. De realisatie van de performante berekeningskern laat toe om FS-MBPC te realiseren voor relatief lange horizonnen en FC-invertoren met een groot aantal spanningsniveaus.

- Er wordt een uitgebreide vergelijking gemaakt van fluxschatters voor een PM-SM. Een onderlinge vergelijking naar parametergevoeligheid, initialisatiefouten en meetstoringen is voorgesteld.

Daarbij aansluitend worden voor het EKF een aantal nieuwe zaken geïntroduceerd. Het gebruik voor de statorfluxschatting is sowieso eerder zeldzaam. De mogelijkheid voor gecombineerde flux-en parameterschatting met het EKF werd reeds vaker geopperd [17], maar nog niet voorgesteld. De invloed van saliency en verzadiging bij EKF-fluxschatting voor een SPMSM werd nog nergens behandeld. De formulering van het EKF voor een IPMSM is niet gebruikelijk, hier worden twee varianten vergeleken.

### 7.3 Mogelijkheden voor verder onderzoek

Om dit hoofdstuk af te sluiten worden hier enkele ideeën voor mogelijk verder onderzoek besproken. De interessantste resultaten uit het proefschrift worden bekomen voor de algoritmes met FS-MBPC en hun FGPA-implementatie. Deze onderwerpen zijn ook het meest vernieuwend en bieden dus ook de meeste opportuniteiten om op verder te werken.

Binnen het kader van dit proefschrift kwamen enkele interessante onderwerpen naar voor die een verdere uitwerking vragen.

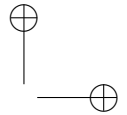
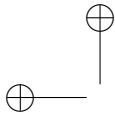
- De praktische resultaten en de bespreking in bijlage C.6 maken duidelijk dat FPGA's veruit de interessantste technologie zijn om de berekeningskern van FS-MBPC te implementeren. Verder onderzoek naar FS-MBPC voor vermogenselektronica zal dus baat hebben bij het gebruik van deze hardware-acceleratie door FPGA. Een verdere optimalisatie van de implementatie kan hierbij ongetwijfeld resulteren in de realisatie van rekentechnisch erg zware

toepassingen. Het verder uitwerken van de berekeningskern voor de hardware-acceleratie van processor-gebaseerde implementaties zou bovendien een snellere acceptatie en een bredere toepassing van de MBPC-techniek voor snelle processen kunnen betekenen.

- Aansluitend bij het voorgaande zou ook het gebruik van de hardware-acceleratie in FPGA voor simulaties moeten onderzocht worden, deze suggestie werd ook gedaan in [125]. Niet alleen de implementatie, maar ook het bestuderen van FS-MBPC vraagt immers veel rekenkracht. Dit is zeker het geval wanneer de ontwerpkeuzes voor verschillende toepassingen op de evaluatie van een groot aantal simulaties gebaseerd is, zoals in [76, 77]
- Hoewel in dit proefschrift een systematische bespreking van de invloed van de gewichtsfactoren en andere ontwerpkeuzes gegeven wordt, zou een verbeterde gewichtsfactorselectie moeten onderzocht worden. In [125] is al de mogelijkheid geëxploreerd om gewichtsfactorselectie voor de 4L-FCC als een Pareto-optimalisatie te interpreteren. Het gebruik van multiparametrische optimalisatietechnieken voor FS-MBPC [125, 126], bij voorkeur online, moet verder onderzocht worden.
- Alhoewel FS-MBPC robuust is voor parametervariëaties (om een bredere acceptatie te bekomen van de techniek moet dit nog beter in de verf gezet worden in de literatuur), zou de parameterafhankelijkheid nog verbeterd kunnen worden met adaptieve implementaties. Schema's als neural predictive control bieden hier in het bijzonder interessante perspectieven.

In dit proefschrift worden een aantal controledoelstellingen voor 2L-VSI en  $n$ L-FCC topologieën besproken. Met FS-MBPC kunnen ook andere controledoelstellingen gerealiseerd worden. Een verder onderzoek van de kostenfunctie is dus aangewezen. Interessante mogelijkheden zijn hieronder opgesomd.

- De schakelverliezen reduceren door niet te focussen op aantal schakelacties, maar door de schakelverliezen te modelleren en als kost in de kostenfunctie toe te voegen [80].
- De voorgaande techniek kan in het bijzonder toegepast worden op topologieën waar verschillende types schakelaars gebruikt worden, bijvoorbeeld snelschakelende MOSFET's (lage schakelverliezen) en trager schakelende IGBT's (hogere schakelverliezen).
- Voor multilevel-invertoren kunnen de EMC-eigenschappen verbeterd worden door aan de verandering van de common-mode-spanning een kost toe te kennen.



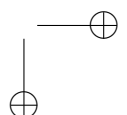
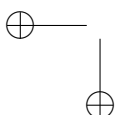
- Bepaalde technieken voor sensorloze controle en diagnose maken gebruik van testsignalen [84]. In veel gevallen leidt dit tot een verstoring van de controlekwaliteit. Bij FS-MBPC kan de controle expliciet rekening houden met deze testsignalen en zo de schattingen en diagnostische tests faciliteren.

Zowel in dit proefschrift als in de opsomming van mogelijke onderzoeksonderwerpen komt één eigenschap van FS-MBPC sterk naar voor: de conceptuele eenvoud van het algoritme en de transparantie van de kostenfunctie komen het best tot uiting naarmate het gecontroleerde systeem complexer is. Complexer moet hier worden geïnterpreteerd als een groot aantal keuzemogelijkheden of vrijheidsgraden die gebruikt kunnen worden om meerdere uiteenlopende controledoelstellingen te realiseren. Deze situatie doet zich voor bij de FC-invertoren, maar ook andere types omvormers kunnen voordelig gecontroleerd worden met FS-MBPC omdat de controle met meer klassieke technieken snel complex wordt. Voorbeelden hiervan zijn:

- *Z*-source invertoren [127], waar door de toegelaten gelijktijdige geleiding van de twee schakelaars in één fase bijkomende schakeltoestanden mogelijk zijn
- Matrix-invertoren [128], waar het aantal mogelijke schakelacties beperkt is maar de mogelijke spanningsvectoren voortdurend wijzigen. Doordat deze AC-AC omvormers zowel aan de ingang als de uitgang dienen gecontroleerd te worden is een MIMO-controle als FS-MBPC erg interessant.
- Fouttolerante topologieën [129, 130], waar vaak ook een groter aantal schakeltoestanden voorhanden is, er zijn immers vrijheidsgraden ‘op overschot’ nodig om de controle te kunnen realiseren indien een fout optreedt. Bij werking in foutmode kan de controle verder gerealiseerd worden door het voorspellingsmodel aan te passen. De aanwezigheid van voorspellingen voor de cruciale grootheden kan bovendien een meerwaarde betekenen voor de detectie van fouten.

Andere types machines zullen ook een grotere complexiteit en keuzemogelijkheden met zich meebrengen en zijn dus geschikt om met FS-MBPC gecontroleerd te worden.

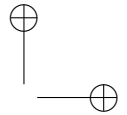
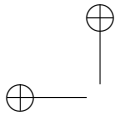
- Machines met sleepringen bieden een bijkomende controle-ingang en bijkomende controledoelstellingen.
- Meerfasige machines [19] kunnen ook eenvoudig gecontroleerd worden met FS-MBPC.



Door de interessante mogelijkheden van FPGA's kunnen tenslotte ook enkel andere (voorspellende) algoritmes gerealiseerd worden. Deze stappen af van de meer gebruikelijke aanpak van digitale controle waar een vaste bemonsteringsfrequentie gebruikt wordt en in de controle typisch een vertraging van één bemonsteringsperiode optreedt.

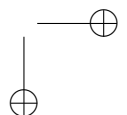
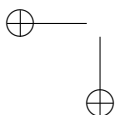
- Zoals reeds aangehaald in §5.5.4 kunnen quasi-analoge regelaars gerealiseerd worden aan de hand van FPGA's. De bemonsteringsfrequentie is dan vast, maar heel hoog en de vertraging wordt minimaal gehouden. In toepassingen waar een snelle, nauwkeurige en robuuste controle noodzakelijk is, maar FS-MBPC niet gebruikt kan worden (wegens de hogere kostprijs om de hardware te realiseren) kunnen quasi-analoge regelaars erg interessant zijn.
- Het nadeel van quasi-analoge regelaars is voornamelijk de hoge bemonsteringsfrequentie. Men hoeft echter niet noodzakelijk gebruik te maken van een bemonstering met vaste frequentie. Op basis van een voorspelling voor de gecontroleerde variabelen kan beslist worden wanneer het beste tijdstip voor de bemonstering zal vallen. Wanneer bijvoorbeeld voor directe koppelcontrole geen enkele gecontroleerde variabele buiten de tolerantieband treedt, dient niet geschakeld of dus bemonsterd te worden. Deze zogenaamde self-triggered control wordt in [131] theoretisch voorgesteld, maar heeft zeker interessante toepassingsmogelijkheden bij voorspellende controle voor vermogens elektronica.
- Ergens tussen deze twee controlestrategieën in ligt nog een laatste mogelijkheid. Door te bemonsteren aan een hoge frequentie (zoals bij de quasi-analoge implementaties) kan gedetecteerd worden wanneer de tolerantieband voor een bepaalde grootte overschreden wordt. Wanneer dit optreedt kan een voorspellend algoritme gebruikt worden om de nieuwe, optimale schakeltoestand te bepalen. Waarschijnlijk is voor deze toepassing een formulering van het MBPC-algoritme zoals in [13] te verkiezen.

Na al deze positieve voorbeelden, past ook nog een kritische bedenking. De uitgebreide en interessante mogelijkheden van FS-MBPC betekenen geenszins dat de techniek zomaar voor alle problemen met succes kan toegepast worden. Zo lijkt FS-MBPC niet erg interessant wanneer geen voldoende goed model beschikbaar is, de metingen van te slechte kwaliteit zijn of compleet verschillende tijdsschalen in één toepassing moeten gecombineerd worden. In dat opzicht is er mijns inziens weinig toekomst voor wat als directe snelheidscontrole zou kunnen bestempeld worden. Deze toepassing wordt besproken in [132, 133]. De bedoeling is om met een FS-MBPC direct de snelheid van een aandrijving te regelen. Er



is dus geen cascade van snelheidsregeling en koppelregeling. Op het eerste zicht lijkt dit misschien een interessante toepassing, vooral in de situatie waar een twee-massa systeem met eigenfrequentie geregeld wordt. De mechanische tijdsconstante is echter zo groot in verhouding met de hoge update-frequentie die nodig is voor de invertercontrole dat een zeer lange voorspellingshorizon noodzakelijk wordt. De snelheidsmeting voor dit FS-MBPC-algoritme dient bovendien erg nauwkeurig te zijn, wat een sterke filtering noodzakelijk maakt (anders zal, afhankelijk van het gebruikte type positiesensor, zeker bij lage snelheid een sterk oscillerend gedrag uitgelokt worden). Deze lange voorspellingshorizon dient dan ook nog eens gecombineerd te worden met een voorspellingsmodel met veel (mechanische) parameters (lastkoppel, inerties, torsieconstantes, wrijving, ...). In het bijzonder is de schatting van het lastkoppel geen triviale zaak. Bij een dergelijk lange voorspellingshorizon is het verre van eenvoudig om een voldoende nauwkeurig model te bekomen.

Tenslotte dient te worden opgemerkt dat in de bespreking van dit verder onderzoek de nadruk wordt gelegd op vermogenselektronisch gevoede elektrische aandrijvingen. De potentiële toepassing van FS-MBPC strekt zich echter uit over het gehele gebied van de vermogenselektronica. Ook voor toepassingen in netgekoppelde convertoren en power supplies heeft FS-MBPC heel wat potentieel. Bij dergelijke toepassingen moeten immers grootheden (bijvoorbeeld stroomharmonischen) aan zowel de ingang als de uitgang (DC-spanning) van de omvormer gecontroleerd worden. Bij FS-MBPC kunnen deze uiteenlopende controledoelstellingen samen worden uitgedrukt in de kostenfunctie.



## Publicatielijst

### Publicaties in internationale tijdschriften opgenomen in ISI Web of Science (A1)

- **T. J. Vyncke**, S. Thielemans, and J. A. Melkebeek, “Finite-set model based predictive control for flying-capacitor inverters: cost function design and efficient FPGA implementation”, *IEEE Tran. Ind. Informatics*, under review.
- **T. J. Vyncke**, S. Thielemans, and J. A. Melkebeek, “Simulation-based weight factor selection and FPGA prediction core implementation for finite-set model based predictive control of power electronics”, *Mathematics and Computers in Simulation*, under review.
- S. Thielemans, **T. J. Vyncke**, and J. A. Melkebeek, “Weight factor selection for model based predictive control of a four-level flying-capacitor inverter”, *IET Power Electron.*, in press
- **T. J. Vyncke**, S. Thielemans, M. Jacxsens, and J. A. Melkebeek, “Analysis of design choices in model based predictive control of flying-capacitor inverters”, *COMPEL*, vol. 31, no. 2, p. 619-635, Feb. 2012
- T. Vandoorn, F. De Belie, **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and Ph. Lataire, “Generation of multisinusoidal test signals for the identification of synchronous machine parameters by using a voltage-source inverter”, *IEEE Tran. Ind. Electr.*, vol. 57, no. 1, p. 430-439, Jan. 2010.
- K. R. Geldhof, **T. J. Vyncke**, F. M. De Belie, L. Vandeveld, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, “Embedded Runge-Kutta methods for the integration of a current control loop in an SRM dynamic element finite model”, *IET Sci. Meas.Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 17–20, Jan. 2007.

### Publicaties in proceedings van internationale conferenties opgenomen in ISI Web of Science (P1)

- **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, “On extended Kalman filters with augmented state vectors for the stator flux estimation in SPMSMs”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, USA, Feb. 21-25, 2010, p. 1711-1718.
- **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, “A comparison of stator flux linkage estimators for a direct torque controlled PMSM drive”, *IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)*, Porto, Portugal, Nov. 3- 5 2009, p. 967–974.

- S. Thielemans, **T. J. Vyncke**, and J. A. Melkebeek, “Balancing and harmonic analysis of flying capacitor multilevel converters”, *IEEE Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel (IEEEI)*, Eilat, Israel, Dec. 02-05, 2008, p. 599-603.
- **T. J. Vyncke**, F. M. De Belie, R. K. Boel, J. A. Melkebeek, Y. Cheng, and P. Lataire, “Identification of PM synchronous machines in the frequency domain by broadband excitation” *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Ischia, Italy, Jun. 11-13, 2008, p1253-1258.
- K. R. Geldhof, **T. J. Vyncke**, F. M. De Belie, J. A. Melkebeek, and, L. Vandevelde “A space vector strategy for smooth torque control of switched reluctance machines”, *International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Antalya, Turkey, May 03-05, 2007, p. 1269-1275.
- F. M. De Belie, J. A. Melkebeek, L. Vandevelde, K. R. Geldhof, R. K. Boel, and **T. J. Vyncke**, “Modelling air gap flux harmonic components to describe motion -state estimators for PMSMs including magnetic saturation and multiple pole spatial saliencies”, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Taormina, Italy, May 23-26, 2006, p. 410-415.
- **T. J. Vyncke**, F. M. De Belie, K. R. Geldhof, L. Vandevelde, R. K. Boel, J.A. Melkebeek “A simulink state- space model of induction machines including magnetizing-flux saturation.”, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Taormina, Italy, May 23-26, 2006, p.1453-1458.

### Publicaties in proceedings van internationale conferenties (C1)

- **T. J. Vyncke**, S. Thielemans, T. Dierickx, R. Dewitte, M. Jacxsens, and J.A. Melkebeek, “Design choices for the prediction and optimization stage of finite-set model based predictive control,” *Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 14-15 2011, pp. 47 – 54.
- S. Thielemans, **T. J. Vyncke**, M. Jacxsens, and J. A. Melkebeek, “FPGA implementation of online finite-set model based predictive control for power electronics”, *Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 14-15 2011, pp. 63 – 69.
- A. Van den Bossche, D. Bozalakov, T.J. Vyncke, and V. Valchev, “Programmable logic device based brushless DC motor control”, *14th European Confe-*

*rence on Power Electronics and Applications (EPE)*, Birmingham, UK, Aug. 30 – Sept. 01, 2011, 10p.

- **T. J. Vyncke**, S. Thielemans, and J. A. Melkebeek, “An area-time efficient FPGA implementation of online finite-set model based predictive controllers for flying capacitor inverters” *ELECTRIMACS*, Cergy-Pontoise, France, June 6-8, 2011, 6p.
- S. Thielemans, **T. J. Vyncke**, and J. A. Melkebeek, “Voltage quality analysis of a three-level flying capacitor inverter with model based predictive control” *8th International Conference on Power Electronics (ECCE Asia)*, Jeju, South-Korea, May 30 – Jun. 03, 2011, p. 124-131.
- K. Vandemergel, F. De Belie, T. Vandoorn, **T. J. Vyncke**, and J.A. Melkebeek, “Improved modelling of PMSMs taking into account conductive rotor parts” *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy, Sep. 06-08, 2010, 6p.
- F. De Belie, **T. J. Vyncke**, and J. A. Melkebeek, “Parameterless rotor position estimation in a direct-torque controlled salient-pole PMSM without using additional test signals”, *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy, Sep. 06-08, 2010, 6p.
- K. Vandemergel, F. De Belie, T. Vandoorn, **T. J. Vyncke**, and J. A. Melkebeek, “A general test platform to identify the parameters of a wound-rotor synchronous machine”, *5th IEEE Benelux Young Researchers Symposium*, Leuven, Belgium, Mar. 29-30, 2010, 4p.
- **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, “On the stator linkage estimation of an PMSM with flux extended Kalman filters”, *IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, Brighton, UK, 2010, Apr. 19-21, 6p.
- K. Geldhof, A Van den Bossche, **T. J. Vyncke**, and J. A. Melkebeek, “Influence of flux penetration on inductance and rotor position estimation accuracy of switched reluctance machines”, *IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)*, Orlando, USA, Nov. 10-13, 2008, 6p.
- **T. J. Vyncke**, F. M. De Belie, R. K. Boel, J. A. Melkebeek, Y. Cheng, and P. Lataire, “Frequency domain identification of synchronous machines by multisine excitation”, *4th IEEE Benelux Young Researchers Symposium*, Eindhoven, The Netherlands, Feb. 7-8, 2008, 6p.
- T. Vandoorn, F. De Belie, **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and Ph. Lataire, “Generating multisinusoidal test signals by using a VSI for the identification

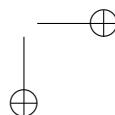
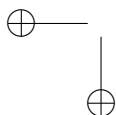
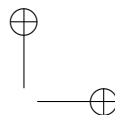
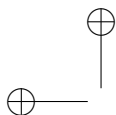


of synchronous machines”, *XVIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Vilamoura, Portugal, Sep. 06-09, 2008, 6p.

- K. R. Geldhof, **T. J. Vyncke**, F. M. De Belie, L. Vandeveld, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, “Embedded Runge-Kutta methods for the numerical solution of an integrated model including converter, nonlinear inductance and current control loop”, *Conference on Computational Electromagnetics (CEM)*, Aachen, Germany, Apr. 4-6, 2006, 6p.
- F. M. De Belie, J. A. Melkebeek, L. Vandeveld, K. R. Geldhof, R. K. Boel, and **T. J. Vyncke**, “On the influence of saturation and mutual coupling of both orthogonal magnetic axes on a MTPA controlled interior PMSM drive”, *XVII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Chana, Greece, Sep. 02-05, 2006, 6p.
- **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, “Direct torque control of permanent magnet synchronous motors – an overview”, *3th IEEE Benelux Young Researchers Symposium*, Ghent, Belgium, Apr. 27–28, 2006, 5p.
- F. M. De Belie, J. A. Melkebeek, L. Vandeveld, K. R. Geldhof, R. K. Boel, and **T. J. Vyncke**, “A nonlinear model for synchronous machines to describe high-frequency signal based position estimators”, *International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC)*, San Antonio, USA, May 15-18, 2005, 6p.

### Abstracts van overige conferenties (C3)

- S. Thielemans, **T. J. Vyncke**, and J. A. Melkebeek “Model based predictive control for flying-capacitor inverters“, *30th Benelux meeting Systems and Control*, Book of abstracts, Lommel, Belgium, Mar. 15- 17, 2011, 1p.
- **T. J. Vyncke**, S. Thielemans, and J. A. Melkebeek ”Stator flux linkage estimation for direct torque control of permanent magnet synchronous machines“ *30th Benelux meeting Systems and Control*, Book of abstracts, Lommel, Belgium, Mar. 15-17, 2011, 1p.
- **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, ”Direct torque control of permanent magnet synchronous motors“, *FirW PhD Symposium*, Ghent, Belgium, Dec. 9, 2009, 2p.
- **T. J. Vyncke**, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, ”Direct torque control of permanent magnet synchronous motors“, *FirW PhD Symposium*, Ghent, Belgium, Nov. 29, 2006, 2p.



## Bijlage A

# Veldoriëntatie

### A.1 Inductiemachines

Voor inductiemachines wordt de afleiding van veldoriëntatie bekomen door uit te gaan van de dynamische vergelijkingen van de IM in een gemeenschappelijk roterend referentiestelsel (positie  $\theta_b$ ) waarvan de assen hier als  $d$  en  $q$  worden aangeduid.

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} - \frac{d\theta_b}{dt} \Psi_{sd} \quad (\text{A.1})$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} + \frac{d\theta_b}{dt} \Psi_{sq} \quad (\text{A.2})$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} - \frac{d(\theta_b - \theta)}{dt} \Psi_{rd} \quad (\text{A.3})$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} + \frac{d(\theta_b - \theta)}{dt} \Psi_{rq} \quad (\text{A.4})$$

Het koppel kan dan uitgedrukt worden als

$$T = \frac{3}{2} N_p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rq} i_{sd} - \Psi_{rd} i_{sq}), \quad (\text{A.5})$$

waarbij de fluxen gedefinieerd zijn als:

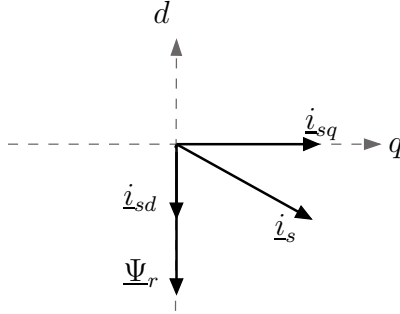
$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (\text{A.6})$$

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (\text{A.7})$$

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (\text{A.8})$$

$$\Psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (\text{A.9})$$

Het referentiestelsel kan ogenblikkelijk synchroon met de rotorflux worden gekozen en bovendien zo dat de rotorflux volgens de negatieve  $d$ -as is gelegen (en dus



Figuur A.1:  $dq$ -referentiestelsel synchroon met de rotorflux en met de negatieve  $d$ -as volgens de rotorflux.

$\Psi_{rq} = 0$ ), zoals voorgesteld in figuur A.1. Dit betekent dat  $\frac{d(\theta_b - \theta)}{dt}$  gelijk is aan de slippulsatie  $s\omega$  met  $s = \frac{\omega - \omega_r}{\omega}$ . Uit de vergelijkingen (A.1)-(A.9) volgt dan dat:

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\Psi_{rd} + \frac{R_r L_m}{L_r}i_{sd} \quad (\text{A.10})$$

$$T = -\frac{3}{2}N_p \frac{L_m}{L_r}\Psi_{rd}i_{sq} \quad (\text{A.11})$$

Vergelijkingen (A.10) en (A.11) laten duidelijk zien dat de statorstroomcomponent  $i_{sd}$  de rotorflux  $\Psi_{rd}$  bepaalt (via een transiënt bepaald door de rotortijdsconstante  $\frac{L_r}{R_r}$ ). Bovendien tonen dezelfde vergelijkingen aan dat de statorstroomcomponent  $i_{sq}$  ogenblikkelijk het koppel  $T$  bepaalt. De stroomcomponenten  $i_{sd}$  en  $i_{sq}$  worden dan ook respectievelijk de fluxvormende en koppelvormende statorstroomcomponenten genoemd. Deze twee componenten bepalen samen de ligging van de statorstroomvector  $\underline{i}_s$  in het beschouwde referentiestelsel, dus ten opzichte van de rotorflux. Om deze ontkoppelde regeling te bekomen is dan ook de ogenblikkelijke positie van de rotorflux vereist. Wanneer deze positie gekend is kunnen de wenswaarden voor de statorstroom zo ingesteld worden dat het gewenste fluxniveau en koppel bereikt worden. De vector van de statorstroom wordt dus inderdaad georiënteerd t.o.v. de rotorflux. Een nodige en voldoende voorwaarde opdat de veldoriëntatie correct is uitgevoerd, volgt uit de uitdrukking van de slippulsatie. Uit (A.3) en (A.9) volgt immers de zogenaamde fluxbetrekking:

$$s\omega = -\frac{R_r \frac{L_m}{L_r} i_{sq}}{\Psi_{rd}}. \quad (\text{A.12})$$

Een soortgelijke ontkoppeling, die eveneens leidt tot het oriënteren van de statorstroomvector t.o.v. een fluxpositie, kan bekomen worden bij het gebruik van de

statorflux of luchtspleetflux. Deze varianten worden hier niet verder besproken, maar [16, 18, 134] bieden een uitgebreidere bespreking.

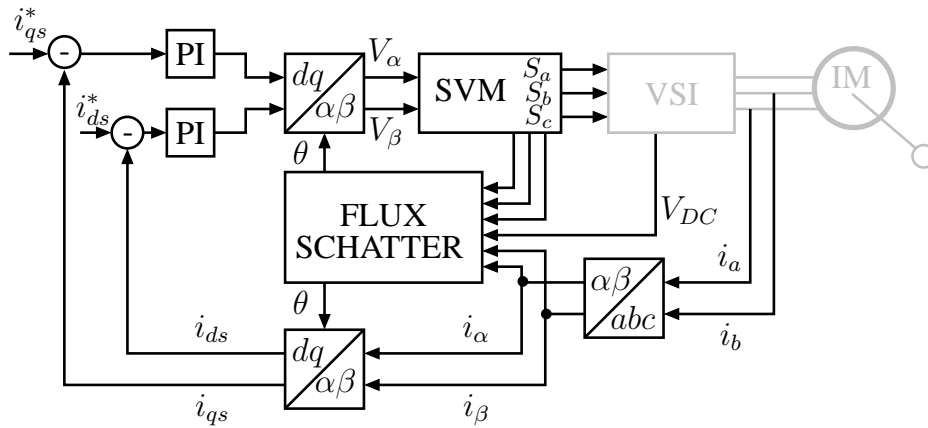
Om de IM dus te sturen met veldoriëntatie moet de rotorfluxhoekpositie bepaald worden. Daarvoor bestaan verschillende technieken. Er wordt hierbij een onderscheid gemaakt tussen directe en indirecte veldoriëntatie naargelang de hoekpositie van de rotorflux expliciet bepaald wordt of de slipbetrekking (A.12) gebruikt wordt om dit impliciet te doen.

### A.1.1 Directe veldoriëntatie

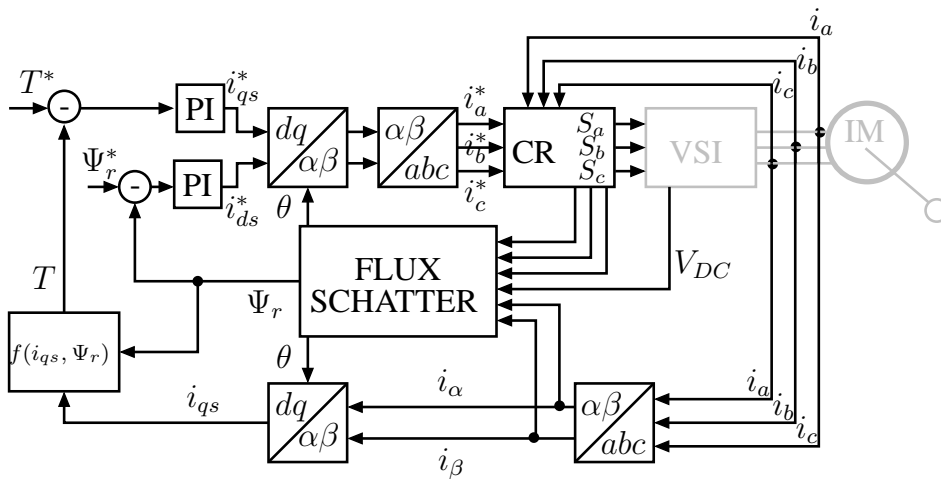
Bij directe veldoriëntatie (direct field oriented control, DFOC) wordt de positie van de rotorflux expliciet bepaald. De rotorflux kan echter niet direct gemeten worden. De luchtspleetflux is echter wel meetbaar met Hall-elementen of fluxspoelen. Uit deze luchtspleetflux kan vervolgens de rotorflux berekend worden.

De bijkomende kost en complicatie om de fluxmeetspoelen in de luchtspleet te bevestigen, zorgt er echter voor dat dit een eerder theoretische mogelijkheid is. In realiteit maken quasi alle DFOC-schema's gebruik van een statorfluxschatting. Vervolgens wordt uit  $\underline{\Psi}_s$  de rotorfluxvector  $\underline{\Psi}_r$  berekend. In hoofdstuk 6 wordt uitgebreid ingegaan op de statorfluxschatting van draaiveldmachines. Voorlopig volstaat het om op te merken dat de statorfluxschatting kan uitgevoerd worden aan de hand van metingen van de statorstromen en klemspanningen op voorwaarde dat de kennis van de statorweerstand gekend is. Omdat metingen van de klemspanningen nogal technisch veeleisend en duur zijn, worden deze bovendien gereconstrueerd uit een meting van de DC-bus en de schakelsignalen. De aldus gereconstrueerde spanningen wijken af van de werkelijke faseklemspanningen door vertraging in het inschakelen van de IGBT's (dode tijd, vertraging in gate-sturing en inschakeltijd van de IGBT's) en de spanningsval over de IGBT's. Daarom worden veelal compensatieformules gebruikt om deze effecten in rekening te brengen. In industriële DTC-aandrijvingen echter wordt met comparatoren bepaald wanneer de IGBT schakelt om de effecten van dode tijd en vertraging in de gate-sturing te bestrijden.

Dit is ook te zien in figuren A.2 en A.3 waar de fluxschatting voorzien wordt van de statorstromen in  $\alpha\beta$ -componenten, de schakelsignalen en de busspanningsmeting. Uit de rotorfluxschatting wordt de rotorfluxhoek bepaald en deze wordt gebruikt om veldoriëntatie te realiseren. Dit kan op verschillende manieren. In figuur A.2 is een schema getoond waarbij de vergelijkingen A.10 en A.11 gebruikt worden om wenswaarden voor de fluxvormende en koppelvormende stroomcomponenten te berekenen. De rotorfluxhoek wordt dan gebruikt om de gemeten statorstromen te transformeren naar  $dq$ -componenten (die constant zijn in regime). De stroomcomponenten worden dan met PI-regelaars naar de wenswaarden geregeld. De nodige spanningen kunnen dan weer getransformeerd worden naar  $\alpha\beta$ -componenten en



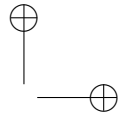
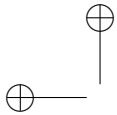
Figuur A.2: Voorbeeld van een prinseschema voor directe veldoriëntatie van een IM met PWM/SVM.



Figuur A.3: Voorbeeld van een prinseschema voor directe veldoriëntatie van een IM met gesloten-kringregeling van het koppel en flux en directe invertercontrole.

met SVM gerealiseerd worden (of naar driefasige  $abc$  waarden en met PWM).

Uiteraard kan directe veldoriëntatie ook met directe invertercontrole uitgevoerd worden. In figuur A.3 is een alternatief schema getoond waarbij een gesloten-kringregeling van de flux en het koppel gebruikt wordt. Hiervoor wordt dus ook de grootte van de rotorflux bepaald in de fluxschatter. Met deze regeling worden wenswaarden voor de statorstroomcomponenten bepaald die vervolgens getrans-



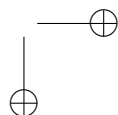
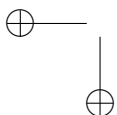
formeerd worden naar de driefasige grootheden  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$ . Een bijkomende stroomregelaar (CR) moet dan de driefasige stromen naar deze waarden regelen. Hierbij wordt typisch gebruik gemaakt van directe controle, meestal hysteresiscontrole. Merk op dat het gebruik van PI-regelaars hier niet gewenst is aangezien een sinusoidale referentie dient gevolgd te worden.

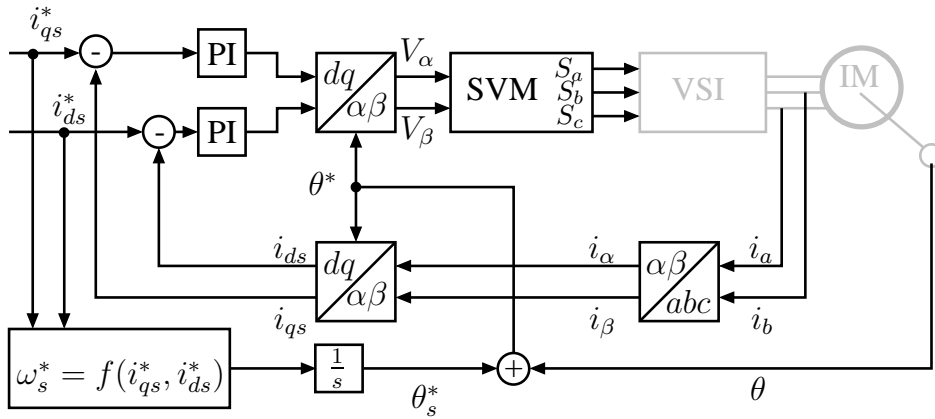
### A.1.2 Indirecte veldoriëntatie

Bij indirecte veldoriëntatie (IFOC) wordt de rotorfluxhoek niet expliciet bepaald, maar wordt gebruik gemaakt van de slipbetrekking (vergelijking (A.12)). Hierdoor kan via feedforward de stroom georiënteerd worden op de rotorflux. Door de wenswaarden voor de statorstroomcomponenten (berekend uit vergelijkingen (A.10) en (A.11)) in de slipbetrekking in te vullen, bekomt men immers de nodige slipfrequentie. Met de waarde van de slipfrequentie  $s\omega$  en de rotorsnelheid  $\omega_r$  kan de oriëntatie uitgevoerd worden. De rotorfrequentie is immers gegeven door de som  $s\omega + \omega_r$ . De rotorfluxhoek kan dan bepaald worden door integratie van deze rotorfrequentie. Alternatief kan ook de rotorpositie gemeten en de slipfrequentie geïntegreerd worden. In figuren A.4 en A.5 zijn twee principeschema's getoond. Opnieuw kan de berekende rotorfluxhoek gebruikt worden om de statorstromen te transformeren naar het  $dq$ -stelsel, figuur A.4. Met PI-regelaars worden dan de nodige spanningen berekend die na transformatie door SVM/PWM gerealiseerd worden. In figuur A.5 daarentegen wordt de fluxpositie gebruikt om de driefasige stromen te berekenen waarbij een afzonderlijke, driefasige stroomregelaar dient gebruikt te worden. In hoofdstuk 4 komt deze vorm van IFOC opnieuw aan bod bij het toepassingsvoorbeeld. Afsluitend kan dus duidelijk gesteld worden dat IFOC in tegenstelling tot DFOC geen fluxschatting nodig heeft, maar wel nood heeft aan een positie- of snelheidsmeting.

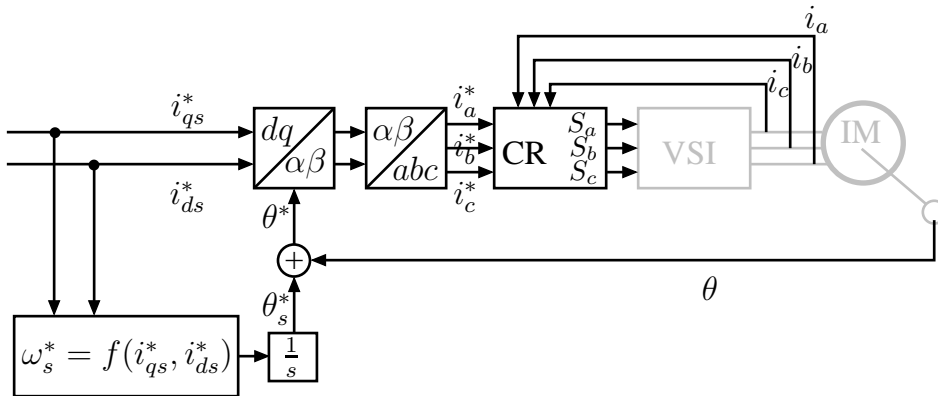
## A.2 Permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines

Voor permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines bestaat er ook een vorm van rotorflux-gebaseerde veldoriëntatie. Net zoals voor de inductiemachine kan immers de PMSM beschreven worden in een referentiestelsel bevestigd aan de rotorflux. Voor de afleiding van veldoriëntatie bij PMSM's wordt verondersteld dat de rotorflux volledig bepaald is door de permanent-magneetflux  $\Psi_f$ . Indien deze flux bij conventie volgens de negatieve  $d$ -as wordt gelegd, bekomt men de modellering uit hoofdstuk 2. Deze beschrijving, die onafhankelijk is van de rotorhoek, is geldig voor zowel machines met oppervlaktemagneten (SPMSM) als machines met inwendige magneten (IPMSM).





Figuur A.4: Voorbeeld van een prinseschema voor indirecte veldoriëntatie van een IM met PWM/SVM.



Figuur A.5: Voorbeeld van een prinseschema voor indirecte veldoriëntatie van een IM met directe invertercontrole.



Voor de laatste bevat deze modellering meteen de verschillende inductantie volgens de directe en quadratuursas:

$$v_{sq} = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Psi_d \quad (\text{A.13})$$

$$v_{sd} = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Psi_q \quad (\text{A.14})$$

De fluxen en het koppel kunnen geschreven worden als:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \quad (\text{A.15})$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (\text{A.16})$$

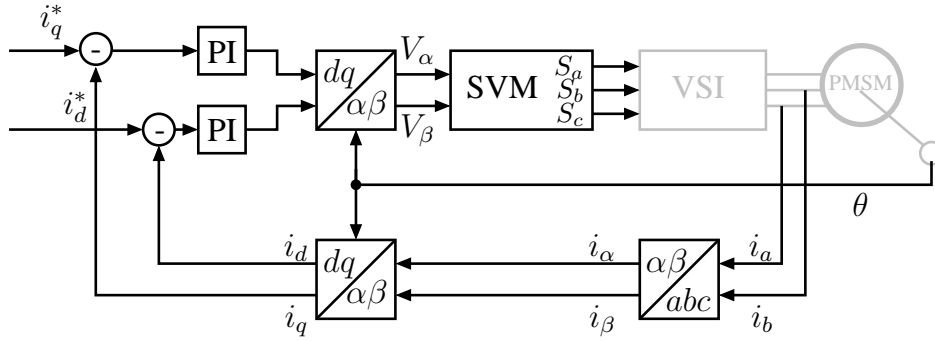
$$T = \frac{3}{2} N_p (\Psi_f i_q - (L_q - L_d) i_d i_q) \quad (\text{A.17})$$

De bedoeling is opnieuw om het gedrag van een perfect gecompenseerde gelijkstroommachine te bekomen, maar dan één met constante bekrachtiging. De statorstroomvector staat dan loodrecht op de flux van de permanente magneten. Het koppel is dan het product van de stroom en de gekoppelde flux gecreëerd door de magneten.

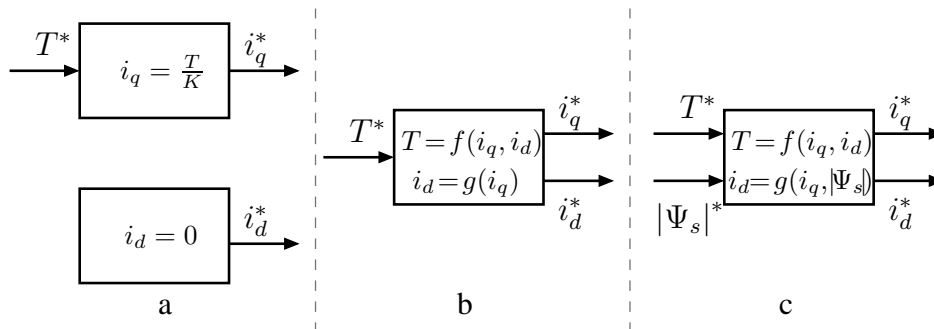
Wanneer de stroom in quadratuur met de permanent-magneetflux geregeld wordt, ligt de volledige statorstroom in de  $q$ -as en is dus  $i_d = 0$ . Daarom wordt deze vorm van veldoriëntatie voor PMSM's vaak aangeduid als sturing met  $i_d = 0$ . Deze sturing werkt in principe zowel voor SPMSM als voor IPMSM. Met  $i_d = 0$  is het koppel dan bepaald door het product  $\Psi_f i_q$ . In de praktijk zal deze methode echter voornamelijk voor SPMSM's gebruikt worden. Deze machines bezitten immers kleine inductanties en vertonen geen (of een erg beperkt) reluctantiëkoppel.

Voor IPMSM's is er ten eerste een belangrijk inductantieverschil volgens de  $d$ -as en de  $q$ -as wat resulteert in een reluctantiëkoppel  $-\frac{3}{2} N_p (L_q - L_d) i_d i_q$ . Wanneer de  $i_d = 0$  sturing toegepast wordt, zal dit koppel niet aanwezig zijn. Nochtans kan het best wel gebruikt worden. Ten tweede speelt de ankerreactie (de fluxbijdrage  $L_q i_q$ ) bij een IPMSM een veel belangrijkere rol door de relatief grotere inductantie  $L_q$ . De ankerreactie is verantwoordelijk voor een belangrijke afwijking van de luchtspleetflux:  $\Psi_q$  is immers niet nul. Om het reluctantiëkoppel nuttig te kunnen gebruiken zal bij IPMSM's ook  $i_d$  gestuurd worden<sup>1</sup>. Omdat een gegeven koppel  $T$  kan gerealiseerd worden met oneindig veel combinaties van  $i_d$  en  $i_q$ , is nog een bijkomende voorwaarde nodig om de stroomcomponenten eenduidig te bepalen. De meest gebruikte methode is de maximum torque per ampère (MTPA) methode [84, 135]. Hierbij worden de koper verliezen in de machine geminimaliseerd door de modulus van de stroom te minimaliseren voor een gegeven koppel. Voor elk koppel wordt zo een optimaal werkingpunt bekomen.

<sup>1</sup>Merk op dat zowel bij SPMSM's als bij IPMSM's  $i_d$  ook gebruikt wordt in veldverzwakking.



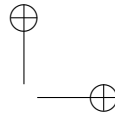
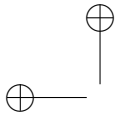
Figuur A.6: Voorbeeld van een principeschema voor veldoriëntatie van een PMSM met PWM/SVM. De wenswaarden voor de stroomcomponenten in het  $dq$ -referentiestelsel worden bekomen uit de koppel- en fluxwenswaarden naargelang de gekozen regelstrategie. Een bijkomende ont koppeling voor de stroomcomponenten is hier niet voorzien.



Figuur A.7: Schematische voorstelling van de belangrijkste implementaties voor de generatie van de referentiewaarden van de statorstroomcomponenten bij veldoriëntatie van een PMSM. (a)  $i_d = 0$ -strategie, (b) MTPA-strategie, (c) strategie met constante statorfluxmodulus.

Als alternatief kan ook een methode gebruikt worden met constante statorfluxmodulus. Hierbij worden de wenswaarden voor de stroomcomponenten bepaald uit het gekoppelde stelsel van vergelijking A.17 en de voorwaarde  $|\Psi_s^*| = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2}$ . Meestal wordt de wenswaarde voor de statorfluxmodulus gelijk genomen aan de permanent-magneetflux.

Veldoriëntatie of stroomvectorcontrole voor PMSM's gebeurt dus meestal volgens het schema van figuur A.6. De stroom wordt typisch geregeld in het  $dq$ -referentiestelsel waarbij de transformaties gebeuren aan de hand van de gemeten

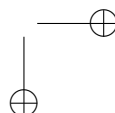
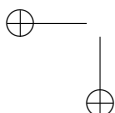


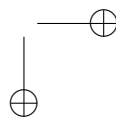
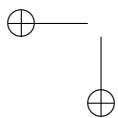
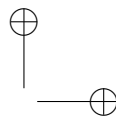
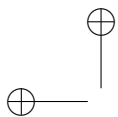
rotorpositie (en dus theoretisch de fluxpositie). In vergelijkingen (A.13)-(A.14) is echter te zien dat er een koppeling is tussen de stroomcomponenten. Deze wordt ook besproken in [84] en om de regeling te verbeteren kan nog een bijkomende ont koppeling voorzien worden naast de PI-regeling. Eventueel kan de regeling ook gebeuren op de driefasige stromen. Dan wordt de rotorpositie gebruikt om de stroomwenswaarden  $i_d^*$  en  $i_q^*$  te transformeren. De manier waarop deze wenswaarden bekomen worden vormt uiteindelijk de echte kern van de controle. In figuur A.7 is schematisch de generatie van de wenswaarden getoond voor de drie besproken methodes. Hierbij is het duidelijk dat de  $i_d = 0$ -methode veruit het eenvoudigst is (geen koppelingen). Voor de MTPA-methode is er wel een koppeling bij de berekening van de stroomcomponenten. Bij de methode met constante statorflux is duidelijk dat er bovendien een extra input nodig is in de vorm van de statorfluxmodulus. Voor de MTPA-methode en methode met constante statorflux worden de oplossingen van de stelsels typisch niet online bekomen. In de meeste toepassingen worden de waarden getabelleerd en opgeslagen in het geheugen van de regelaar. Het is duidelijk dat deze methodes sterk afhangen van het gebruik van correcte motorparameters aangezien er geen gesloten-kringregeling van flux of koppel gebeurt, noch enige vorm van adaptiviteit aanwezig is.

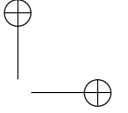
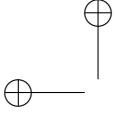
### A.3 Sensorloze veldoriëntatie

Uit de voorgaande bespreking is duidelijk dat de meeste varianten van veldoriëntatie nood hebben aan de rotorpositie of rotorsnelheid. Dit betekent dat de aandrijving moet uitgerust worden met een mechanische sensor die de rotorpositie en/of -snelheid opneemt. Voor deze sensor bestaan verschillende types: resolvers, encoders, ... Al deze toestellen hebben echter een paar belangrijke nadelen. Ten eerste is een dergelijke sensor vrij duur indien een goede precisie gewenst is. Ten tweede compliceert een dergelijke sensor de mechanische constructie: vaak moet er een tweede asuiteinde beschikbaar zijn, de sensor neemt plaats in en heeft nood aan bijkomende bekabeling. Ten derde wordt de betrouwbaarheid van de volledige aandrijving verminderd door de aanwezigheid van de sensor.

Daarom is er gedurende de afgelopen jaren uitvoerig onderzoek gedaan naar aandrijvingen zonder mechanische sensor, meestal kortweg sensorloze aandrijvingen genoemd [17, 84]. Sensorloze technieken laten toe om op basis van metingen van de statorstromen en klemspanningen de rotorpositie te schatten. In dit proefschrift wordt sensorloze veldoriëntatie niet verder besproken, in de literatuur is er echter een uitgebreid aanbod van werken die dit onderwerp behandelen [17, 84].







## Bijlage B

# Afleiding voor SISO-GPC

### B.1 Voorspellingsmodel

Zoals steeds zal het voorspellingsmodel de basis vormen van de MBPC-regelaar. Voor GPC wordt een discrete-tijd model gebruikt, meestal een CARIMA model<sup>1</sup>. Het CARIMA (Controlled AutoRegressive Integrated Moving Average) of ARI-MAX (AutoRegressive Integrated Moving Average with eXogenous inputs) model dat gebaseerd is op de transferfunctie van het systeem neemt zowel de invloed van opgelegde inputs als van storing in rekening. In [64] zijn dit model en aanverwante discrete modelleringen uitgebreid besproken. Uitgaande van de transferfunctie  $G(z^{-1})^2$  uitgedrukt als de breuk van twee polynomialen in de verschuivingsoperator  $z^{-1}$  (de verschuivingsoperator is zo gedefinieerd dat  $z^{-j}$  een verschuiving in het tijdsdomein van  $j$  bemonsteringsperiodes voorstelt):

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{na} z^{-na}} \quad (\text{B.1})$$

kan de vergelijking van het CARIMA model geschreven worden als:

$$A(z^{-1})y^k = B(z^{-1})u^{k-1} + C(z^{-1})\frac{\zeta^k}{1 - z^{-1}} \quad (\text{B.2})$$

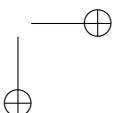
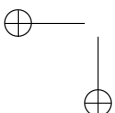
Hierbij is  $u$  opnieuw het controlesignaal en de laatste term modelleert het effect van storingen<sup>3</sup>. Als de storing witte ruis is, kan de veelterm  $C(z^{-1}) = 1$  worden

---

<sup>1</sup>Ook een toestandsmodel kan gebruikt worden voor GPC, maar dit is minder courant.

<sup>2</sup>Indien het systeem tijdsvertragingen kent kunnen die expliciet in de transferfunctie opgenomen worden, in de beschouwde toepassingen echter zal enkel de tijdsvertraging ten gevolge van de discrete regelaar aanwezig zijn.

<sup>3</sup>Meestal zijn de storingen slecht gekend en wordt  $C(z^{-1})$  ontworpen als laagdoorlaatfilter.



gesteld zodat (B.2) vereenvoudigt tot:

$$A(z^{-1})y^k = B(z^{-1})u^{k-1} + \frac{\zeta^k}{\Delta} \quad (\text{B.3})$$

waarbij  $\Delta = 1 - z^{-1}$  de differentie-operator is.

Het model van vergelijking (B.3) moet nu gebruikt worden om voorspellingen te maken van de systeemtoestand  $j$  update-periodes verder. Om een efficiënte voorspeller te maken wordt vooreerst de volgende Diophantische vergelijking beschouwd:

$$1 = E_j(z^{-1})\tilde{A}(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (\text{B.4})$$

waarbij  $\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$ . De bedoeling van deze Diophantische vergelijking is het factoriseren van de inverse van  $\tilde{A}(z^{-1})$  tot een quotiënt  $E_j(z^{-1})$  en rest  $z^{-j}F_j(z^{-1})$ . Voor elke waarde van  $j$  zijn  $E_j(z^{-1})$  en  $F_j(z^{-1})$  uniek gedefinieerde veeltermen respectievelijk van de graad  $j - 1$  en  $na$  (de orde van het model). Deze veeltermen kunnen bovendien makkelijk door recursie<sup>4</sup> bekomen worden voor alle waarden van  $j \in [1, N_t]$ .

Door vergelijking (B.3) te vermenigvuldigen met  $\Delta E_j(z^{-1})z^j$  wordt

$$\tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1})y^{k+j} = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u^{k+j-1} + E_j(z^{-1})\zeta^{k+j} \quad (\text{B.5})$$

bekomen. Door hierin vergelijking (B.4) te substitueren bekomt men:

$$y^{k+j} = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u^{k+j-1} + F_j(z^{-1})y^k + E_j(z^{-1})\zeta^{k+j} \quad (\text{B.6})$$

Aangezien  $E_j(z^{-1})$  van graad  $j - 1$  is, liggen alle waarden voor de storing in deze uitdrukking in de toekomst. Zonder bijkomend storingsmodel is dus de best mogelijk voorspelling voor  $y$ :

$$y^{k+j|k} = G_j(z^{-1})\Delta u^{k+j-1} + F_j(z^{-1})y^k \quad (\text{B.7})$$

waarin

$$G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1}) \quad (\text{B.8})$$

Vergelijking (B.7) drukt dus voor elke  $j \in [1, N_t]$  de waarde van de uitgang  $y^{k+j}$  uit in functie van de verandering van het controlesignaal op  $k + j - 1$  en de huidige toestand  $y^k$ .

<sup>4</sup>Er zijn ook GPC-implementaties die geen recursie van de Diophantische vergelijking gebruiken, [64] maar dit verandert weinig aan het verdere verloop van het algoritme.

## B.2 Kostenfunctie

Om nu de reeks optimale controlesignalen te vinden die de verwachte afwijkingen  $y^{k+j|k} - w^{k+j}$  en tegelijkertijd de wijzigingen van het controlesignaal minimaliseren wordt bij GPC de volgende kostenfunctie gebruikt:

$$J = \sum_{j=N_d}^{N_t} \mu_j (y^{k+j|k} - w^{k+j})^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda_j (\Delta u^{k+j-1})^2 \quad (\text{B.9})$$

Hierbij stellen  $N_d$ ,  $N_u$  en  $N = N_t - N_d$  respectievelijk de tijdsvertraging, controlehorizon en voorspellingshorizon voor. Bij GPC zal typisch  $N_u$  aanzienlijk kleiner zijn dan  $N$ . De coëfficiënten  $\mu_j$  en  $\lambda_j$  wegen de gekwadrateerde waarde van respectievelijk de fout en de wijziging van controlesignaal op een gegeven update-ogenblik. Deze gewichtsfactoren kunnen gebruikt worden om het gedrag van de regelaar te bepalen, typisch wordt  $\mu_j = 1$  en  $\lambda_j = \lambda$ ,  $\forall j$  genomen. De kwadratische termen garanderen dat er een analytische optimalisatie kan gebeuren. Door vergelijking (B.7) uit te schrijven voor alle  $j \in [1, N_t]$  wordt de voorspelling voor de volledige horizon bekomen. Aangezien controlesignalen uit het verleden niet meer gewijzigd kunnen worden, worden de termen  $G_j(z^{-1})\Delta u^{k+j-1}$  opgesplitst in een term voor de controlesignalen uit het verleden en deze uit de toekomst. Met de definitie van de vectoren  $\mathbf{y}$ ,  $\tilde{\mathbf{u}}$  als

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y^{k+1|k} \\ y^{k+2|k} \\ \vdots \\ y^{k+N_t|k} \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \Delta u^k \\ \Delta u^{k+1} \\ \vdots \\ \Delta u^{k+N_t-1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

kan het volledige stelsel voorspellingsvergelijkingen dan geschreven worden als:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{F}(z^{-1})y^k + \mathbf{G}'(z^{-1})\Delta u^{k-1} \quad (\text{B.11})$$

Hierbij zijn de matrices  $\mathbf{G}$ ,  $\mathbf{F}(z^{-1})$  en  $\mathbf{G}'(z^{-1})$  gedefinieerd als:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_t-1} & g_{N_t-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

$$\mathbf{G}'(z^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_1(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_2(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_{N_t}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1} - \dots - g_{N_t-1} z^{-(N_t-1)})z^{N_t} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

$$\mathbf{F}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_1(z^{-1}) \\ F_2(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_{N_t}(z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

In vergelijking (B.11) zijn er drie termen die de invloed van respectievelijk de toekomstige controlesignalen, de systeemtoestand en de vorige wijzigingen van controlesignalen weergeven. De laatste twee termen kunnen echter niet meer gewijzigd worden en worden gegroepeerd als de vrije responsie  $\mathbf{f}$ . De term  $\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}}$  geeft de gedwongen responsie weer, die geoptimaliseerd moet worden. Vergelijking (B.11) kan dus herschreven worden als:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{f} \quad (\text{B.15})$$

Met uitdrukking (B.15) en de veronderstelling<sup>5</sup> dat  $\mu_j = 1$  en  $\lambda_j = \lambda$ ,  $\forall j$  kan de kostenfunctie van vergelijking (B.9) uitgedrukt worden als

$$J = (\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}} \quad (\text{B.16})$$

waarbij  $\mathbf{w}$  gedefinieerd is als de  $(N_t \times 1)$  kolomvector van de toekomstige wenswaarden. Om deze kostenfunctie te minimaliseren worden de termen eerst uitgeschreven:

$$J = \tilde{\mathbf{u}}^T (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{u}} + \tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \quad (\text{B.17})$$

Door gebruik te maken van de volgende identiteit

$$\tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) = (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} \quad (\text{B.18})$$

kan de kostenfunctie vereenvoudigd worden tot

$$J = \tilde{\mathbf{u}}^T (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{u}} + 2\tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \quad (\text{B.19})$$

<sup>5</sup>De veronderstelling dat  $\mu_j = 1$  is, doet geen afbreuk aan de algemeenheid. De bekomen regelaar met gewichtsfactoren  $\mu_j = 1$  en  $\lambda_j = \lambda$ ,  $\forall j$  is immers dezelfde als voor  $\mu_j = \mu$  en  $\lambda_j = \lambda\mu$ ,  $\forall j$ .



### B.3 Optimalisatie

Om het minimum van deze kostenfunctie te bepalen wordt de gradiënt van  $J$

$$\frac{\partial J}{\partial \tilde{\mathbf{u}}} = 2(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{u}} + 2\mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \quad (\text{B.20})$$

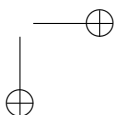
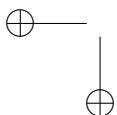
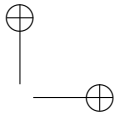
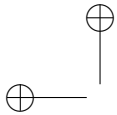
gelijkgesteld aan nul, hierbij is  $\mathbf{I}$  een  $(N_t \times N_t)$ -eenheidsmatrix. De oplossing van die vergelijking naar de toekomstige controlewijzigingen  $\tilde{\mathbf{u}}$  levert de volgende uitdrukking

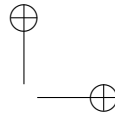
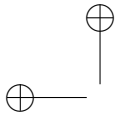
$$\tilde{\mathbf{u}} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (\text{B.21})$$

Van deze optimale controlesequentie wordt enkel het eerste element aangelegd (waarna het algoritme opnieuw uitgevoerd wordt, leidend tot een receding horizon):

$$\Delta u^k = \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (\text{B.22})$$

Hierbij is de rijmatrix  $\mathbf{K}$  de eerste rij van de matrix  $(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T$ . De matrix  $\mathbf{K}$  heeft dus de dimensie  $1 \times N_t$  en de matrix  $\mathbf{w} - \mathbf{f}$  heeft dimensie  $(N_t \times 1)$  zodat  $\Delta u^k$  inderdaad een scalaire waarde is.





## Bijlage C

# Experimentele opstellingen en simulatiemodellen

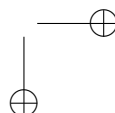
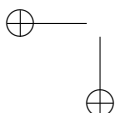
*“Only an idea that has been implemented, is a good idea.”*

Manfred Depenbrock, IEEE Industrial Electronics Magazine sept. 2009

### C.1 Inleiding

In deze bijlage wordt dieper ingegaan op de experimentele opstellingen die ontwikkeld en gebruikt werden voor het onderzoek van dit proefschrift. Hierbij wordt als eerste aandacht besteed aan de FPGA-technologie en FPGA-implementatie van voorspellende regelaars. Dit is niet enkel ingegeven door het feit dat alle experimentele implementaties uit dit proefschrift zijn gerealiseerd met behulp van FPGA's, maar in belangrijke mate ook door de overtuiging dat voor de FPGA-technologie een belangrijke toekomst is weggelegd als platform om voorspellende regelaars te realiseren. In eerste instantie worden in deze bijlage de basiseigenschappen van FPGA's en de voordelen van deze technologie besproken. Vanuit deze achtergrond wordt een implementatiemethodologie besproken die gebruikt werden voor het implementeren van de bestudeerde regelaars en schatters in FPGA. Deze principes laten toe om op een hoog niveau toch een “area-time efficient” ontwerp te bekomen. Als voorbeeld wordt de implementatie van de FS-MBPC-stroomcontrole besproken voor een 4L-FC-inverter. Daarbij wordt duidelijk dat FPGA's erg geschikt zijn om de regelaars en schatters uit dit proefschrift te implementeren.

Verder worden in deze bijlage de gebruikte vermogenselektronische omvormers kort besproken. Drie ontwikkelde en gebruikte opstellingen komen aan bod, invertoren met respectievelijk 2, 3 en 4 spanningsniveaus. De multilevel-topologieën



werden gerealiseerd met een gewijzigde versie van de PEBB's beschreven in [136], terwijl de topologie met twee spanningsniveaus werd gerealiseerd met een "intelligent power module" (IPM). Ook de kenplaatgegevens en parameters van de draaiveldmachines die werden gebruikt in simulaties en experimenten worden gegeven. Het hoofdstuk wordt afgesloten met een korte bespreking van de gebruikte simulatiemodellen.

## C.2 Implementatie van voorspellende regelaars

Het grote aantal berekeningen dat nodig is bij het toepassen van het algoritme (zeker wanneer topologieën met veel schakelmogelijkheden gebruikt worden) zorgt ervoor dat de praktische implementatie van FS-MBPC in de literatuur als een zeer zware beperking gerapporteerd wordt. Zelfs voor eenvoudige topologieën en controledoelstellingen wordt vaak de implementatie ofwel niet haalbaar geacht, ofwel aan een (te) lage update-frequentie uitgevoerd. Dit leidt tot een drietal mogelijke oplossingen:

- De auteurs baseren het onderzoek enkel op simulaties, erop vertrouwend dat de resultaten voldoende toepasbaar zijn in werkelijke implementaties. Hierbij nemen de auteurs aan dat er binnen afzienbare tijd voldoende snelle en goedkope technologieën voor de implementatie beschikbaar komen. De realisatie van deze technologieën is dan werk voor computerwetenschappers (en elektronici). Hoewel het zeker is dat de mogelijkheden om goedkoop aan signaalverwerking te doen alleen maar zullen toenemen, heeft deze 'wachten op Godot'-strategie toch enkele belangrijke nadelen. Ten eerste komen een aantal belangrijke eigenschappen van MBPC-regelaars maar goed tot uiting bij de werkelijke implementatie. Het is immers onmogelijk om alle invloeden te modelleren. De echte test voor de robuustheid van een regelaar ligt immers in de toepassing. Ten tweede draagt deze houding niet bij tot het overtuigen van andere onderzoekers en de industrie van de validiteit van het onderzoeksgebied. Ten derde rest de vraag: hoeveel rekenkracht is voldoende? Waar moet men de grens trekken voor de complexiteit van de regelaar? Als de praktische implementatie niet beschouwd wordt, raakt men iedere referentie kwijt voor een praktisch aantal voorspellingsstappen en modelcomplexiteit.
- De auteurs lossen het probleem offline op en slaan de resultaten op in een computergeheugen. Hierdoor wordt de complexiteit van het probleem niet gereduceerd. In tegendeel, het aantal berekeningen is bijzonder groot en er is bovendien geen mogelijkheid tot adaptiviteit. Wel worden de rekenvereisten verplaatst van de real-time implementatie naar een offline berekening. Hoewel

deze aanpak heeft geleid tot de ontwikkeling van een volledig onderzoeksdo-  
mein (waarbij vooral de groep van prof. Morari baanbrekend werk heeft ver-  
richt), lijkt deze aanpak niet de beste. Als de berekeningen online voldoende  
snel kunnen gebeuren, is een offline implementatie immers nooit te verkiezen.  
Bovendien moet meestal het probleem sterk vereenvoudigd worden om ofwel  
de analytische oplossing toe te laten, ofwel om in een realistische rekentijd de  
oplossing numeriek te bepalen.

- De auteurs vereenvoudigen het probleem (voorspellingsmodel, kostenfunctie,  
...) tot de realisatie in de door hun vooropgestelde technologie mogelijk is.  
Dit is vanuit een pragmatisch oogpunt veruit de te verkiezen aanpak. Spijtig  
genoeg wordt door de meeste auteurs een ongelukkige keuze gemaakt voor  
de technologie. Enerzijds uit gewoonte en anderzijds op basis van een aan-  
tal misconcepties rond digitale controle, gebruiken de meeste onderzoekers  
een processor-gebaseerde technologie (DSP of industriële PC). Soms wordt  
daarbij een FPGA gebruikt in co-design, maar deze wordt meestal maar als  
'glue-logic' gebruikt tussen de processor en de periferie (ADC's, PWM, ...).  
Bij een dergelijke implementatie neemt de cyclustijd van de berekeningen, en  
dus de haalbare update-periode, snel toe voor FS-MBPC-algoritmes die com-  
putationeel zwaarder zijn.

Voor de praktische realisatie van FS-MBPC-regelaars werd er in het kader van dit  
proefschrift echter voor gekozen om voor de implementatie enkel een FPGA te  
gebruiken. Bovendien werd de implementatie volledig in digitale logica gereali-  
seerd. Dit laatste is geen noodzaak. Implementaties in co-design met een processor  
en zelfs ontwerpen waar de processor centraal staat, zijn mogelijk zolang de bulk  
van de berekeningen in digitale logica gerealiseerd wordt.

### C.3 Field Programmable Gate Arrays

Hier wordt dieper ingegaan op de eigenschappen die ervoor zorgen dat de FPGA-  
technologie zo uitermate geschikt is voor de implementatie van regelaars en schat-  
ters voor de vermogenselektronische controle van draaiveldmachines. Daarbij wor-  
den de belangrijkste voor- en nadelen van FPGA's t.o.v. andere technologieën be-  
sproken.

FPGA's (Field Programmable Gate Arrays) zijn IC's die behoren tot de bredere  
familie van programmeerbare digitale logica. Een FPGA is opgebouwd uit confi-  
gureerbare logische blokken (CLB's) die verbonden zijn door een interconnectie-  
netwerk. Zowel de CLB's als de interconnectiematrix zijn volledig herprogram-  
meerbaar. De programmatie van deze blokken en interconnecties wordt opgeslaan  
in geheugencellen. De verschillende types FPGA's worden dan ook onderscheiden

op basis van het gebruikte geheugentype. Veruit het meest voorkomende type is de SRAM-gebaseerde technologie<sup>1</sup>. De vooruitgang in FPGA-technologie is bepaald geweest door de toenemende miniaturisatie van transistoren. De meest recente types FPGA's gebruiken een 28-nm productieproces. De meest performante FPGA die momenteel door Xilinx gecommercialiseerd wordt heeft ongeveer 2 miljoen logische elementen en kan klokfrequenties boven 1 GHz aan. De CLB's bestaan uit "slices" die op hun beurt zijn opgebouwd uit meerdere logische cellen, waarvan de opbouw verschilt tussen de producenten en generaties van FPGA's. Binnen elke onderverdeling zijn er snelle interconnecties voorzien zodat voor de data-transfer binnen een Slice de interconnectiematrix niet hoeft gebruikt te worden. Een typische logische cel is de combinatie van een 4-bits opzoektabel<sup>2</sup> (lookup table, LUT), een multiplexer en een flip-flop (FF) als uitgangsregister. Elke logische cel implementeert een zekere logische functie door de programmatie van de LUT en de multiplexer. Het uitgangsregister kan als FF gebruikt worden in gesynchroniseerde, getimed ontwerpen of als latch wanneer synchronisatie niet nodig is (voor asynchrone processen of binnen een grotere, gesynchroniseerde module).

Het is duidelijk dat voor de goede werking van een regelaar die in de FPGA geïmplementeerd is, de verschillende datastromen goed moeten gesynchroniseerd worden. Dit gebeurt door gepast gebruik te maken van de FF's in de cellen. Niet elke stap van een berekening dient in een FF bewaard te worden, er kunnen meerdere bewerkingen in verschillende cellen achter elkaar geplaatst worden. Omdat echter elke bewerking en elke verbinding tussen twee cellen een zekere vertraging (latency) veroorzaakt, kan de keten van verschillende bewerkingen niet willekeurig lang zijn. Wanneer de totale latency voor de keten ongeveer gelijk is aan de klokcyclus van de FPGA, is de deterministische werking van het circuit niet meer gegarandeerd. Dan moet de keten opgebroken worden in kortere ketens, verbonden door FF's zodat de totale reeks berekeningen gesynchroniseerd wordt. Binnen een FPGA-implementatie wordt de keten met de grootste latency de kritische keten of kritisch pad genoemd, de lengte van een correct gesynchroniseerd pad is de som van het aantal FF's. Bij de implementatie van een regelaar is de timing van de elementen cruciaal. Ten eerste moet ervoor gezorgd worden dat het kritisch pad nooit te lang wordt. Ten tweede moet de data van verschillende, veelal parallelle datapaden, gecontroleerd en gesynchroniseerd samengevoegd worden.

De kern van de FPGA is dus opgebouwd uit CLB's binnen een interconnectiematrix. Deze kern wordt omringd door configureerbare input/output-blokken (I/O's). Het grote aantal I/O's is één van de voordelen van FPGA's, zeker voor de controle van complexe systemen als multilevel-invertoren met een groot aantal niveaus

<sup>1</sup>Andere types worden in dit proefschrift niet beschouwd, hoewel de Flash-gebaseerde types interessant kunnen zijn voor toepassingen waar storingsgevoeligheid belangrijk is.

<sup>2</sup>Meerdere LUT's zijn mogelijk, tegenwoordig worden ook vaak 6-bit LUT's gebruikt.

waar een groot aantal schakelaars moet aangestuurd worden en veel metingen ingelezen moeten worden. Binnen de interconnectiematrix worden typisch (en in toenemende mate) blokken met een specifieke functie toegevoegd. Deze omvatten RAM-geheugen, DSP-eenheden (gaande van embedded multipliers tot volledige DSP-blokken met MAC's), hardcore processoren (PowerPC, RISC, ARM) en klokmanagement. Tegenwoordig komen zelfs FPGA's op de markt waarbij ADC's geïntegreerd zitten in de periferie. Van simpele programmeerbare eenheden zijn FPGA's dus geëvolueerd naar echte system-on-chip (SoC) platformen.

Naast de sterke evolutie in de mogelijkheden van FPGA's, is ook de ontwikkeling van performante ontwerpsoftware een belangrijke factor geweest in het succes van FPGA's. Deze ontwerpsoftware en -methoden werden oorspronkelijk ontwikkeld voor de realisatie van ASIC's (application specific IC's) en zijn hoofdzakelijk gebaseerd op hardware-beschrijvingstalen (HDL). Uitgebreidere besprekingen van FPGA's voor vermogenselektronica zijn vlot in de literatuur te vinden, een uitstekende referentie is [4].

### FPGA versus DSP

Digitale-signaalprocessoren (DSP's) hebben de afgelopen 20 jaar een sterke groei gekend binnen de vermogenselektronica. In feite zijn DSP's niets anders dan (performante) microcontrollers die toegespitst zijn op het uitvoeren van berekeningen op gedigitaliseerde informatie. Voor vermogenselektronica worden varianten gebruikt die ADC's en PWM-kanalen in de periferie bezitten. De beperkte mogelijkheden van DSP's en FPGA's zorgden in het begin van hun ontwikkeling ervoor dat beide technologieën slechts in niche-markten werden toegepast. De snelle ontwikkeling van beiden heeft er echter voor gezorgd dat ze voor een toenemend aantal toepassingen kunnen worden ingezet. In de literatuur is tegenwoordig een trend merkbaar waarbij FPGA's in toenemende mate voor de controle van vermogenselektronica gebruikt worden [137]. Voorstanders van FPGA's menen hierbij dat DSP's op termijn verdrongen zullen worden door FPGA's. Vermoedelijk zal de realiteit genuanceerder zijn. FPGA's hebben zeker een beloftevolle toekomst voor vermogenselektronica, maar DSP's zullen voor specifieke toepassingen zeker nog hun plaats versterken. Daarom dienen de eigenschappen van DSP's en FPGA's afgewogen te worden.

DSP's worden gekenmerkt door een vaste hardware die in staat is van op een efficiënte manier een aantal rekenkundige bewerkingen sequentieel uit te voeren. Bij het implementeren van een algoritme is er dus slechts één vrijheidsgraad die kan benut worden: de tijd. Complexere algoritmes vragen een langere cyclustijd of een hogere klokfrequentie. Voor FPGA's daarentegen is de hardware programmeerbaar om quasi elke mogelijke taak te vervullen, dit kan zowel in parallel als sequentieel gebeuren. Voor de implementatie van een algoritme zijn er twee vrijheidsgraden:

tijd en logische cellen. Een algoritme kan immers gerealiseerd worden door bepaalde bewerkingen te dupliceren (meer logische cellen, lagere cyclustijd) of hardware te hergebruiken voor meerdere bewerkingen (minder logische cellen, hogere cyclustijd).

Voor heel veel toepassingen kan dus met succes zowel een DSP als een FPGA gebruikt worden. Hierbij biedt de FPGA meer flexibiliteit, maar is het gebruik van DSP's meer ingeburgerd (ook de programmeertaal C is beter gekend). Bepaalde types algoritmes kunnen echter aanzienlijk beter geïmplementeerd worden in DSP of FPGA. Wanneer een algoritme sterk sequentieel is en bovendien een grote verscheidenheid aan bewerkingen kent, is meestal een DSP meer aangewezen. De mogelijkheden voor parallelisatie en het hergebruiken van hardware zijn dan immers beperkt. Wanneer echter een groot aantal bewerkingen repetitief is en/of bewerkingen moeten uitgevoerd worden op grote hoeveelheden niet-sequentiële data, is een implementatie in FPGA veruit te verkiezen.

### **FPGA versus ASIC**

Op het eerste zicht hebben de ontwikkeling van controlesystemen op basis van FPGA en ASIC veel met elkaar gemeen. Voor beide technologieën worden de structuur en de functionaliteit van de regelaar beschreven met een hardware description language (HDL), en is ook de verdere methodologie en kost van ontwikkeling op conceptueel niveau vergelijkbaar.

De huidige FPGA's bieden een complexiteit en performantie die vergelijkbaar zijn met deze van ASIC's enkele jaren geleden. De basisprincipes die bij het ontwerpen van een dergelijke FPGA moeten gehanteerd worden zijn dus gelijkaardig als deze voor ASIC's. Toch is er een heel belangrijk verschil tussen ASIC en FPGA ontwerp, dat gereflecteerd wordt in een ontwerp-kost die voor ASIC's tot tien maal hoger ligt. Voor ASIC's vormt het fysische ontwerp, door de complexe ontwikkeling en de kosten voor een 'mask', immers een bijzonder dure onderneming. Bovendien zijn ook de ontwikkelings- en testkosten erg hoog voor dit fysisch ontwerp. Een ontwerp wordt immers maar omgezet in een mask eens men zeker is dat het ontwerp goed zal functioneren. Bij een probleem zal een fout immers meestal niet opgelost kunnen worden door een kleine software-aanpassing. Men kijkt in tegendeel aan tegen een prijs van enkele honderdduizenden euro's om een nieuw mask te maken en de lancering van het product wordt al snel enkele maanden uitgesteld. Bij het ontwerpen van FPGA-implementaties is het effect van een fout niet zo tragisch en kan het probleem vrij eenvoudig en goedkoop opgelost worden. Fouten kunnen ook later, na het op de markt brengen van het product gecorrigeerd worden. Deze eigenschap laat ook toe om tijdens de levenscyclus van het product een aantal updates uit te brengen. Deze flexibiliteit is een bijzonder groot voordeel, gesteld dat de FPGA-oplossing toelaat om de eisen op snelheid, vermogen en



kosten te halen.

Tenslotte zullen systemen voor signaalverwerking meestal eerst moeten gerealiseerd worden als prototype om vervolgens de fijnregeling uit te voeren. Een perfecte modellering bestaat immers niet en er zullen dus steeds aspecten zijn die niet (of niet correct) gesimuleerd kunnen worden. Hierbij bieden FPGA's het grote voordeel dat (zelfs aanzienlijke) wijzigingen van het algoritme mogelijk zijn na het testen en dit zonder grote meerkost of werk. Voor ASIC implementaties is dit meestal niet meer het geval.

## C.4 Gebruikte hardware en software voor de FPGA- implementatie

Voor de realisatie van regelaars werd in het kader van dit proefschrift gebruik gemaakt van FPGA's en software van de firma Xilinx Inc., de grootste FPGA-fabrikant (marktaandeel groter dan 50 %)<sup>3</sup>.

### C.4.1 Hardware

De FPGA-evaluatieborden die gebruikt werden om de proefopstellingen op te bouwen en de experimenten uit te voeren zijn gebaseerd op Xilinx Spartan-3E en Virtex-II Pro FPGA's. De evaluatieborden zijn respectievelijk de Spartan-3E Starter Board<sup>4</sup> (500), Spartan 3E-Development Board<sup>5</sup> (1600) en de XUPV2P<sup>6</sup>, aangekocht bij Digilent Inc., deze borden bevatten naast de feitelijke FPGA een groot aantal connecties en wat randapparatuur ('peripherals': extra geheugen, display, drivers, ...). De belangrijkste eigenschappen van de FPGA's op deze evaluatieborden zijn te vinden in tabel C.1. De beide families worden verder nog kort besproken, alsook wat meer details over hun toepassing.

In feite heeft de FPGA weinig randapparatuur nodig om gebruikt te worden voor digitale motorcontrole, van het evaluatiebord werden dus niet alle mogelijkheden benut. In principe heeft de FPGA behalve een voedingscircuit en een aantal ADC's geen bijkomende peripherals nodig. Zelfs voor invertoren met een zeer groot aantal schakelaars kan de FPGA door zijn groot aantal I/O's direct gebruikt worden om de schakelaars aan te sturen. De uitbreidingsconnectoren van de evaluatieborden werden dan ook gebruikt om de ADC-modules en de gate-drivers van de schakelaars te connecteren met de FPGA. De JTAG-USB omzetting van het evaluatiebord

<sup>3</sup>Hierbij zou ik graag ir. W. Meeus en dr. ir. K. Bruneel van de vakgroep ELIS bedanken voor de geboden steun bij het bekomen van de nodige licenties voor de Xilinx-software en het beschikbaar stellen van een XUPV2P.

<sup>4</sup>[www.digilentinc.com/Data/Products/S3EBOARD/S3EStarter\\_ug230.pdf](http://www.digilentinc.com/Data/Products/S3EBOARD/S3EStarter_ug230.pdf)

<sup>5</sup>[www.digilentinc.com/Data/Products/S3E1600/ug257.pdf](http://www.digilentinc.com/Data/Products/S3E1600/ug257.pdf)

<sup>6</sup>[www.digilentinc.com/Data/Products/XUPV2P/XUPV2P\\_User\\_Guide.pdf](http://www.digilentinc.com/Data/Products/XUPV2P/XUPV2P_User_Guide.pdf)

werd gebruikt om de FPGA te programmeren en om resultaten uit te lezen met de PC. De drukknoppen en schuifschakelaars op het evaluatiebord werden gebruikt om een (beperkte) gebruiker input te voorzien (selectie gewichtsfactoren, schakelen tussen volledig en vereenvoudigd model, wijzigen koppelwenswaarden).

#### A. Spartan-3E 500/1600

De Spartan-3E is een familie van goedkope, hoog-volume FPGA's ontworpen om gebruikt te worden in gebruikerselektronica ('consumer electronics' zoals televisie, routers, projectoren, ...) met massaproductie. Het is dus verre van de meest performante FPGA, maar zoals verder blijkt zeker voldoende om voorspellende regelaars te implementeren aan hoge updatefrequenties (wat zeker interessant is gezien de beperkte kostprijs van deze familie: enkele tot enkele tientallen euro's). In de gebruikte evaluatieborden, wordt aan Spartan-3E een klokfrequentie van 50 MHz voorzien. Hoewel de Spartan-3E een oudere familie is (90 nm productieproces, tegenwoordig 28 nm), worden de FPGA's nog ondersteund door de recente versies van de Xilinx-software. Het is echter geen familie die zich leent tot nieuwe ontwerpen.

#### B. Virtex-II Pro 30 (XUV2P)

De Virtex-II Pro familie werd geïntroduceerd als hoogperformante FPGA die als totaaloplossing kan dienen voor toepassingen in netwerken, draadloze communicatie en videoverwerking. Hiermee werd gemikt op de high-end van de markt (met een navenante prijs). In het evaluatiebord wordt de FPGA voorzien van een klok-

Device	XC3S500E (1)	XC3S1600E (1)	XC2VP30 (2)
Equivalent Logic Cells	10476	33192	30816
Slices	4656	14752	13696
Distributed RAM bits	73K	231K	428K
Block RAM bits	360K	648K	2448K
Dedicated (18bit x 18bit)	20	36	136
Multipliers			
Maximum User I/O	232	376	644
PowerPC	0	0	2
CMOS productieproces	90 nm	90 nm	130 nm

(1) [www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds312.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds312.pdf)

(2) [www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds083.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds083.pdf)

Tabel C.1: Eigenschappen van de gebruikte FPGA's

frequentie van 100 MHz. Bij het realiseren van de regelaars werd geen gebruik gemaakt van de aanwezige hardcore-processoren (tweemaal een IBM PowerPC RISC 405). Het is een uitstekend platform om te experimenteren: door het grote aantal dedicated multipliers kunnen snel ook niet-geoptimaliseerde architecturen geïmplementeerd worden om regelaars te evalueren. Deze familie is echter afgeraden voor nieuwe ontwerpen en wordt al enige tijd niet meer ondersteund in de nieuwere versies van de Xilinx-software.

Alle metingen in dit proefschrift werden bekomen met een regelaar geïmplementeerd op de hier besproken evaluatieborden. Voor verder onderzoek wordt momenteel echter overgeschakeld naar evaluatieborden op basis van de Spartan-6 familie (Atlys<sup>7</sup> met een Spartan-6 LX45). Deze recente low-cost high-volume familie biedt een zeer grote rekencapaciteit voor een beperkte prijs. Deze omschakeling kan eenvoudig gebeuren door de hoge overdraagbaarheid van FPGA-ontwerpen.

#### C.4.2 Software

Om de regelaars te implementeren en de configuratie van de FPGA's dus te specificeren, is geschikte software nodig. Meestal wordt dit gedaan door gebruik te maken van een hardware-beschrijvingstaal (Hardware Description Language, HDL). Een zeer vaak gebruikte HDL is VHDL (Very-high-speed integrated circuits Hardware Description Language). VHDL beschrijft de processen in de FPGA in een parallelle, gelijktijdige manier en dus niet sequentieel. Door de opbouw van VHDL kunnen de systemen erg modulair en onafhankelijk van het type FPGA opgebouwd worden, wat de overdraagbaarheid en het hergebruiken van modules eenvoudig maakt. Voor VHDL-ontwerpen heeft Xilinx de ISE® (Integrated Software Environment) Design Suite ontwikkeld. Binnen dit proefschrift werd steeds de ISE® Design Suite gebruikt bij de implementatie van regelaars. De Design Suite bevat echter een groot aantal verschillende onderdelen (synthesis, timing, simulation, analysis, ...). De belangrijkste voor de realisatie van de regelaars van dit proefschrift worden hieronder kort besproken.

##### ISE Project Navigator

Binnen ISE® Project Navigator kunnen op verschillende manieren (schematics, state diagrams, VHDL, Verilog) FPGA-configuraties beschreven en gesimuleerd worden. In het kader van dit proefschrift werd ISE® Project Navigator gebruikt om specifieke laag-niveau VHDL-modules (SPI-interface, UART, ...) te ontwerpen en testen. Deze werden gebruikt als modules binnen de ontwerpsomgeving met

<sup>7</sup>[www.digilentinc.com/Data/Products/ATLYS/Atlys\\_rm.pdf](http://www.digilentinc.com/Data/Products/ATLYS/Atlys_rm.pdf)

een hoog abstractieniveau (Xilinx System Generator™ toolbox) waarin de regelaar ontworpen werd.

### System Generator

De Xilinx System Generator™ toolbox is geïntegreerd in Matlab®/Simulink® om de digitale configuratie van FPGA's op een grafische manier te ontwerpen. Er kan dus op hoog-niveau ontworpen worden, maar het grootste voordeel is de mogelijkheid om het FPGA-ontwerp in System Generator (SG) te koppelen aan Simulink®-modellen. Hierdoor kan dus een gecombineerde simulatie uitgevoerd worden. Met de routines uit de ISE Design Suite (o.a. XST) wordt het grafisch ontwerp dan vertaald naar een VHDL-file of bitstream voor de FPGA-configuratie. In een dergelijke grafische omgeving is het ook erg natuurlijk om modulair te werken.

### Chipscope

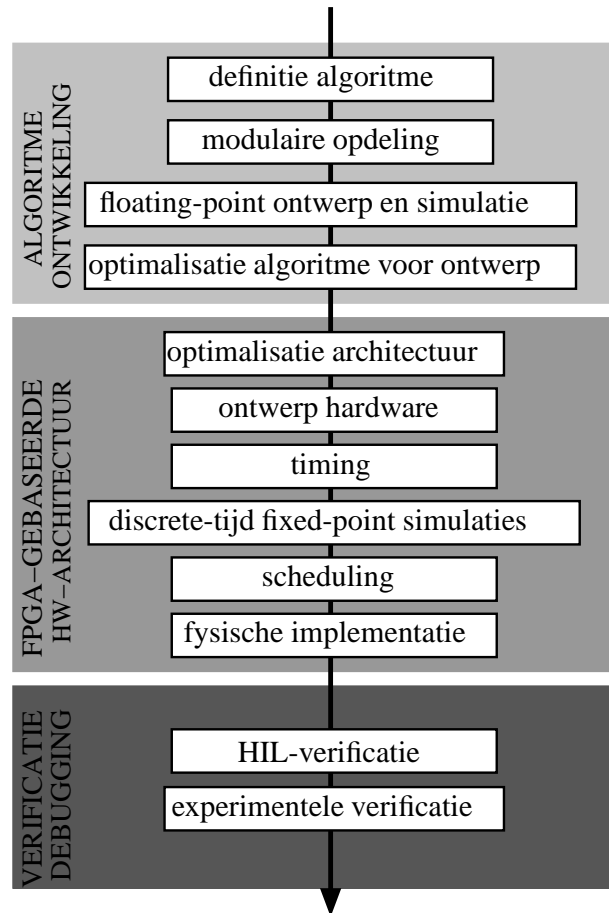
Chipscope laat toe om via JTAG (JTAG-USB) de interne registers van de FPGA uit te lezen. Voor deze uitlezing kunnen triggercondities gedefinieerd worden op een aantal van de bemonsterde signalen. Zowel voor debugging, als voor het bekomen van meetresultaten werd dus Chipscope gebruikt.

## C.5 Implementatiemethodologie en ontwerpsacties

De implementatiemethodologie die gevolgd werd in dit proefschrift bestaat uit drie grote onderdelen:

1. algoritme-ontwikkeling,
2. FPGA-gebaseerde hardware-architectuurontwerp,
3. verificatie en debugging,

zoals ook voorgesteld in figuur C.1. Elk van deze onderdelen bestaat uit meerdere stappen, die eventueel iteratief kunnen doorlopen worden (binnen één onderdeel) en die hierna in meer detail besproken worden. Kenmerkend voor de ontwikkelde en gebruikte ontwerpsmethodologie is de focus op implementatie met ontwerpssoftware met een hoog abstractieniveau. In het eerste onderdeel algoritme-ontwikkeling is deze focus uiteraard nog niet aanwezig: net de transitie tussen het ontwerpen van het algoritme en het FPGA-ontwerp definieert de eerste twee onderdelen. Toch is een goede algoritme-ontwikkeling met de hardware-implementatie in het achterhoofd noodzakelijk om een efficiënte realisatie te bekomen. Eerst wordt hier algemeen de gebruikte methodologie toegelicht. Verder in deze bijlage wordt de methodologie toegepast op een specifiek ontwerp.



Figuur C.1: Implementatiemethodologie

De globale structuur van de ontwerpsmethodologie is gelijkaardig in opbouw als deze die in de literatuur zijn voorgesteld, zoals in [137–139]. Deze methodologieën zijn echter steeds toegespitst op low-level implementatie en bij de definitie van de architectuur (bijvoorbeeld met de AAA-methodologie uit [137, 138]) gaat men er dan ook steeds van uit dat de uiteindelijke implementatie in VHDL (of Verilog desgevallend) uitgevoerd wordt. Voor ingenieurs die FPGA-technologie willen gebruiken voor de controle van (bvb. elektromechanische) systemen maar geen hardware-ontwerpers zijn, is dit niet eenvoudig. Om FPGA's breder te kunnen toepassen werden er echter in de afgelopen jaren verschillende software-tools ontwikkeld om op hoog abstractieniveau (zoals System Generator) te kunnen werken. In [138] wordt System Generator zelfs gebruikt in de methodologie, echter

alleen om de fixed-point simulaties uit te voeren. In een volgende stap wordt dan toch alles in VHDL geprogrammeerd. Dit lijkt echter zeer onlogisch en tijdrovend, en verbetert het ontwerpgemak voor FPGA-implementatie helemaal niet. De potentiële reductie in hardware door een meer efficiënte implementatie wanneer de ontwerper zelf in VHDL ontwerpt dan wel (zeer geoptimaliseerde) modules uit System Generator benut, is te onzeker en beperkt om dit te kunnen verantwoorden<sup>8</sup>. In de methodologie die hier beschreven wordt, staat de implementatie op hoog abstractieniveau centraal. Zoals reeds eerder aangehaald betekent dit echter niet dat er geen modules in VHDL ontworpen werden, deze kunnen echter eenvoudig geïntegreerd worden in System Generator als zogenaamde Black Box.

### C.5.1 Algoritme-ontwikkeling

Het eerste deel van de implementatie gebeurt nog grotendeels onafhankelijk van de technologie waarin de regelaar gerealiseerd wordt. Hierbij wordt gestart met de definitie van de regelaar en wordt de implementatie in FPGA nog maar voorbereid. Alle stappen kunnen uitgevoerd worden met behulp van Matlab®, er dient nog geen specifieke software gebruikt te worden.

#### A. Definitie van het algoritme

In eerste instantie moet natuurlijk gekozen worden aan welke eigenschappen de regelaar moet voldoen en welke deeltechnieken gebruikt worden. Essentieel hierbij is het bepalen van de beschikbare inputs, de nood aan eventuele filtering of conditionering van deze inputs en de nodige outputs.

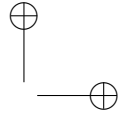
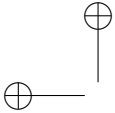
#### B. Modulaire opdeling

Het algoritme moet worden onderverdeeld in goed gedefinieerde modules. Een goede afbakening van de inputs en outputs is hierbij primordiaal. Een goede opdeling is gewenst voor verschillende redenen. Ten eerste laat een goede partitionering toe om elk deel van het algoritme afzonderlijk te simuleren, te optimaliseren, te implementeren en te testen. Ten tweede laat een goede modulariteit toe om onderdelen van het algoritme te gaan hergebruiken.

#### C. Floating-point simulatie en ontwerp van de regelaar

Met Matlab®/Simulink® worden vervolgens een floating-point simulaties uitgevoerd om de functionaliteit van de regelaar te verifiëren. Daarnaast wordt aan de

<sup>8</sup>Enkel als de ontwerper veel ervaring heeft met VHDL is er een potentiële kans op een efficiëntere implementatie. Voor een niet-specialist bestaat het risico dat de eigen implementatie minder efficiënt is dan de modules van SG.



hand van simulaties de meest geschikte afstelling van de regelaar gezocht. Het valt aan te raden deze stap uit te voeren met de bemonsteringsfrequentie en tijdsvertraging (dus ook verwerkingstijdsvertraging) zoals in een werkelijke implementatie. Daarnaast is het voordelig om in de simulaties reeds gebruik te maken van p.u.-waarden voor de variabelen, bij het gebruik van een fixed-point voorstelling is immers ook een p.u.-voorstelling voordeliger.

#### *D. Optimalisatie van het algoritme voor implementatie*

Indien de bemonsteringsfrequentie, vertraging en p.u. voorstelling nog niet in de vorige stap gebruikt werden, moeten ze nu geïntroduceerd worden. Essentieel in deze stap is het reduceren van het aantal bewerkingen en de totale computationele last te beperken. Mogelijkheden voor deze vereenvoudiging zijn bijvoorbeeld:

- delingen en vermenigvuldigingen vervangen door shift-operaties,
- delingen vervangen door vermenigvuldigingen (door substituties),
- meerdere bewerkingen (vermenigvuldigingen) samenbrengen in 1 factor,
- symmetrie bij matrixbewerkingen gebruiken om bewerkingen slechts éénmaal te moeten uitvoeren.

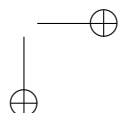
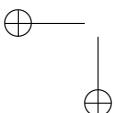
Dit kan allemaal in Matlab®/Simulink® gesimuleerd worden. De grafische ontwerpsomgeving leent zich makkelijk tot het paralleliseren van grote delen van de berekeningen.

### **C.5.2 FPGA-gebaseerde hardware-architectuurontwerp**

In dit onderdeel wordt het algoritme verder geoptimaliseerd voor digitale implementatie, dan ontworpen in digitale hardware en dan pas gesimuleerd in fixed-point voorstelling. De eerste vier stappen van dit onderdeel worden op de afzonderlijke modules toegepast, de laatste twee stappen op het geheel. Na de simulatie (en eventuele iteraties) kan dan de fysische implementatie snel volgen. De methodologie van [138] realiseert eerst een volledig hoog-niveau digitaal ontwerp, simuleert dit en herbegint dan met een laag-niveau ontwerp. Dit laatste wordt hier vermeden.

#### *A. Optimalisatie van de architectuur*

Het is duidelijk dat de rekenlast reeds beperkt werd in de vorige stap. Om een efficiënte FPGA-implementatie te bekomen, moet echter nog de mogelijkheid van hardware-hergebruik benut worden (de mogelijkheid voor parallelisatie moet ook benut worden, maar dit gebeurt eenvoudig in een grafische ontwerpsomgeving).



Een grote winst in computationele belasting en dus gebruik van FPGA-resources ontstaat door het identificeren van functies (sin, cos, ... maar ook willekeurige sequenties van bewerkingen) die meerdere malen geëvalueerd worden. Deze functies kunnen dan als submodule gerealiseerd worden. Eens deze submodule efficiënt in hardware gerealiseerd is, kan deze dan meerdere malen gebruikt worden. Een goede aansturing van deze submodule is dan wel nodig, meestal bestaat dit uit een MUX aangestuurd vanuit een centrale scheduling. Ook toestandsmachines kunnen hierbij gebruikt worden voor complexere aansturingen. Vooral voor de implementatie met software-tools met een hoog abstractieniveau is dit een cruciale stap. Bij het grafisch programmeren zal immers de neiging bestaan om functies die meermaals geëvalueerd worden éénmaal te ontwerpen en vervolgens de module te kopiëren. Dit leidt typisch tot een overdreven parallellisatie in het ontwerp en dus onnodig verspillen van FPGA-resources. Binnen submodules kan de AAA-methodologie van [137] gebruikt worden om het hardware-gebruik te optimaliseren op het niveau van basisbouwstenen.

### *B. Ontwerp van de hardware*

In deze stap kunnen nu de Simulink®-modules vervangen worden door de corresponderende System Generator-modules. In veel gevallen kan dit echt letterlijk gebeuren omdat basisbouwstenen gebruikt worden (optelling, vermenigvuldiging) of m-code (aangepast) hergebruikt kan worden in System Generator. In een aantal gevallen moeten de modules grondiger herwerkt worden, maar bij een goede basisimplementatie in Simulink® kan dit erg beperkt blijven.

Wanneer een Simulink®-bouwblok vervangen wordt door een System Generator-bouwblok moeten telkens twee belangrijke beslissingen genomen worden:

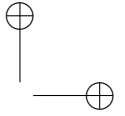
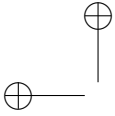
- het datatype voor de (uitgang) van de bouwblok
- de latency van de bouwblok.

Hierbij wordt uiteraard gestreefd naar de kleinste waarden die voldoende nauwkeurigheid opleveren. Voor de nauwkeurigheid van het datatype eenvoudig te beoordelen is het interessant zoveel mogelijk in p.u. te werken.

### *C. Timing*

Eens de module volledig en voldoende nauwkeurig is omgezet in System Generator bouwblokken, kan de timing van de module gerealiseerd worden. Hierbij moet enerzijds gezorgd worden dat alle datapaden binnen de module gescynhroniseerd zijn. Daarbij wordt de synchronisatie geregeld t.o.v. een centraal enable-sigitaal voor de module. Anderzijds moet het kritische pad geïdentificeerd worden en van voldoende latency voorzien worden.



*D. Discrete-tijd fixed-point simulaties*

Eens de module volledig ontworpen is kan deze van inputs voorzien worden uit de Matlab®/Simulink®-omgeving om te controleren of voor elk datapad het datatype (aantal bits + overflow/underflow) en de timing goed gekozen zijn.

*E. Scheduling*

Eens alle modules de vorige vier stappen doorlopen hebben, kan een centrale hardware-teller gebruikt worden om een centrale 'scheduling' van de verschillende modules te realiseren. Dit kan gebeuren aan de hand van de generatie van enable-signalen door een toestandsmachine.

*F. Fysische implementatie*

Eens het ontwerp volledig is en in simulatie geverifieerd, kan binnen System Generator volledig automatisch een bitstream gerealiseerd worden.

**C.5.3 Verificatie en debugging**

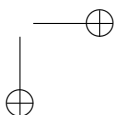
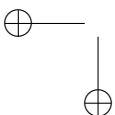
Eens het hardware-ontwerp gerealiseerd is, moet de correcte werking nog nagegaan worden. Dit kan optioneel met een HIL-verificatie en uiteraard met de uiteindelijke experimentele verificatie.

*A. HIL-verificatie*

Deze stap is optioneel, maar wel aangeraden. Het hardware-ontwerp wordt geverifieerd ofwel door aan de inputs fysische inputs aan te leggen (bijvoorbeeld van het gecontroleerde systeem waarbij het systeem nog gecontroleerd wordt door een andere regelaar of open-kringsturing), ofwel door het gecontroleerde systeem ook in de FPGA te emuleren. Met Chipscope kan dan geverifieerd worden of de regelaar correct reageert op de inputs.

*B. Experimentele verificatie*

De correcte werking van de regelaar wordt tenslotte aan de hand van experimenten gecontroleerd.



## C.6 FPGA-implementatie van FS-MBPC stroom- en capaciteitsspanningscontrole voor FCC's met $RL$ -last

Hier wordt eerst de computationele belasting in functie van het aantal spanningsniveaus van de FC-inverter en de schakelstrategie besproken. Vervolgens komen enkele algemene implementatieprincipes aan bod. Tenslotte wordt specifiek de praktische implementatie van de stroom- en capaciteitsspanningscontrole voor een  $RL$ -last met een 4L-FCC besproken. Dit bewijst de haalbaarheid van de methode en de kracht van FPGA-implementaties. De implementatie van FS-MBPC met een dergelijk hoog aantal schakeltoestanden (512) en de snelle uitvoering, was nog niet eerder in de literatuur verschenen. De hier besproken realisatie komt ook aan bod in [75, 78, 86]. Aan de hand van de gerealiseerde implementatie worden dan enkele conservatieve uitspraken gedaan over de mogelijkheden om met relatief goedkope FPGA's performante regelingen te bekomen voor FCC's met grote  $n$ .

### C.6.1 Computationale belasting van FS-MBPC voor FCC's

#### A. Parameters die de computationale belasting bepalen

De zware rekenlast van het algoritme wordt vaak als belangrijkste nadeel van FS-MBPC aanzien. De computationale belasting hangt daarbij af van:

#### het aantal spanningsniveaus $n$ van de FCC

$n$  bepaalt het aantal schakeltoestanden dat moet geëvalueerd worden.

#### beperkingen op de schakelacties

Deze kunnen opgelegd worden om de schakelfrequentie of de uitgangsspanningskwaliteit te verbeteren.

#### de voorspellingshorizon, $N$

Voor een toenemende voorspellingshorizon neemt het aantal berekeningen snel toe. In [76, 77] werd aangetoond dat een toename van  $N$  de controlekwaliteit niet verbetert, tenzij additionele controledoelstellingen geformuleerd worden. Daarom zal hier in het vervolg geconcentreerd worden op  $N = 1$ .

#### B. Invloed van het aantal spanningsniveaus

Voor een  $m$ -fasige,  $n$ -level convertor moeten  $N_s = 2^{m(n-1)}$  schakelacties geëvalueerd worden in de voorspellingsstap. In tabel C.2 is het aantal schakeltoestanden gegeven voor 3-fasige FCC's met  $n = 3 \dots 6$ . Aangezien het aantal te evalueren schakeltoestanden exponentieel stijgt bij toenemende  $n$  (van 64 voor  $n = 3$  naar 32768 voor  $n = 6$ ), neemt ook de rekenlast snel sterk toe. Bovendien zal niet alleen het aantal schakeltoestanden toenemen, ook de modelcomplexiteit (en dus

het aantal berekeningen) neemt toe bij stijgende  $n$ . In tabel C.2 is het aantal berekeningen per evaluatie van een schakelactie (voorspellings- en optimalisatiestap) gegeven. De berekeningen zijn ook opgesplitst volgens type. De voorspellings- en optimalisatiestap is duidelijk een zware rekenlast met 46 ( $n = 3$ ) tot 103 ( $n = 6$ ) bewerkingen per schakeltoestand die geëvalueerd moet worden. Voor de stroom- en capaciteitsspanningscontrole van een  $n$ L-FCC zijn er  $N_c = (46 + 19(n - 3))$  bewerkingen nodig. Om de totale rekenlast te vergelijken, geeft tabel C.2 het totaal aantal bewerkingen  $N_s N_c$  die moeten worden uitgevoerd tijdens de voorspellings- en optimalisatiestap. Het grote aantal berekeningen maakt meteen duidelijk dat de online implementatie met een aanvaardbare update-periode zowel een geschikte technologie als een geschikt ontwerp vergt.

### C. Invloed van beperkingen op de schakelacties

Indien alle mogelijke schakelacties toegelaten worden, moet een groot aantal acties geëvalueerd worden. Er kunnen echter beperkingen opgelegd worden voor de schakelacties. Dit kan zowel gebeuren om bepaalde aspecten van de controlekwaliteit te verbeteren als om het aantal berekeningen te beperken. In de literatuur is meestal de laatste reden doorslaggevend omdat de meeste onderzoekers vaststellen dat het probleem anders teveel rekencapaciteit vereist. In [140] bijvoorbeeld worden beperkingen op het schakelen van dubbelgevoede driefasige aandrijvingen besproken. Wanneer het aantal schakelacties beperkt wordt om een betere controlekwaliteit te bekomen (bijvoorbeeld lagere schakelverliezen), kan de resulterende vermindering in rekenlast ook benut worden om een langere voorspellingshorizon te gebruiken.

Een eerste erg eenvoudige beperking die kan worden opgelegd is het 'single-switch' schakelen. Hierbij mag bij elke update-periode voor elke invertorfase maximaal

	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$
optelling	13	16	19	22
aftrekking	15	24	33	42
schaling	11	14	17	20
vermenigvuldiging	7	11	15	19
totaal per schakeltoestand $N_c$	46	65	84	103
aantal schakeltoestanden $N_s$	64	512	4096	32768
totaal aantal bewerkingen $N_s N_c$	2944	33280	344064	3375104

Tabel C.2: Aantal bewerkingen voor de voorspellings- en optimalisatiestap voor  $n = 3 \dots 6$

beperking	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$
single-switch	27	64	125	216
double-switch	64	343	1331	3375
polarity-consistent	46	290	1906	12932
geen	64	512	4096	32768

Tabel C.3: Aantal schakeltoestanden voor verschillende beperkingen op de schakelacties

één complementair transistorpaar schakelen. Het aantal toegelaten schakeltoestanden per fase wordt zo beperkt tot  $n$  en bijgevolg moeten slechts  $\binom{n-1}{1} + \binom{n-1}{0} = n^m$  schakelcombinaties geëvalueerd worden. Het totale aantal toegelaten schakeltoestanden voor  $n = 3 \dots 6$  is gegeven in tabel C.3. Door deze beperking wordt het aantal omschakelingen beperkt en dus indirect de schakelverliezen gereduceerd. Door deze beperking kan echter niet afgewisseld worden tussen redundante faseschakeltoestanden (met hetzelfde tussenliggende spanningsniveau) in opeenvolgende update-periodes. Hierdoor vallen interessante mogelijkheden weg om de flying-capacitors te balanceren.

Indien per update-periode en per fase maximaal twee transistorparen mogen geschakeld worden, blijft deze balancering door afwisseling tussen redundante toestanden in opeenvolgende update-periodes wel beschikbaar. Deze beperking wordt dan ook ‘double-switch’ schakelen genoemd. In dit geval zijn er  $\binom{n-1}{2} + \binom{n-1}{1} + \binom{n-1}{0}$  toegelaten schakelacties per fase. Het totaal aantal schakelacties voor  $n = 3 \dots 6$  is opnieuw gegeven in tabel C.3. Enkel voor  $n = 3$  houdt ‘double-switch’ schakelen geen beperking in, voor hogere waarden van  $n$  wordt het aantal acties sterk gereduceerd terwijl de dynamische eigenschappen van FS-MBPC grotendeels bewaard worden.

Een derde mogelijke beperking van de schakelacties is ‘polarity-consistent’ schakelen. In dit geval zijn enkel schakelacties toegelaten zodat een aangrenzende vector in het  $\alpha\beta$ -stelsel bereikt wordt. Hierdoor worden geen spanningsniveaus in de gekoppelde spanning ‘overgeslaan’ en bijgevolg wordt aan de EPPCR voldaan. Het maximale aantal toegelaten schakelacties is opnieuw gegeven in tabel C.3. De reductie in toegelaten schakelacties is niet erg groot, maar dit is voornamelijk door het grote aantal redundante nulvectoren. Indien gewenst zijn verdere reducties dus nog mogelijk. Belangrijk echter is de gegarandeerde verbetering van de spanningskwaliteit.

### C.6.2 Efficiënte FPGA-implementatie

#### A. Ontwerpsdoelstellingen en concept

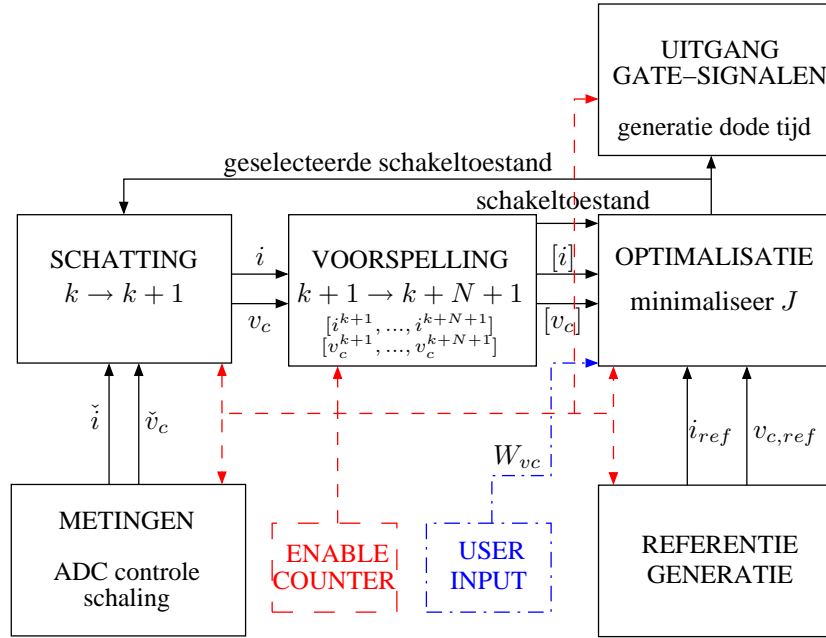
Tijdens de implementatie van FS-MBPC in de FPGA worden de volgende doelstellingen betracht:

- Snelheid: om een aanvaardbare controlekwaliteit te bekomen is een hoge update-frequentie nodig (korte cyclustijd). Hier wordt een 20 kHz update-frequentie gebruikt ( $50\mu s$  cyclustijd).
- FPGA resources: de cyclustijd kan voor FPGA's gereduceerd worden door processen te paralleliseren, maar de nodige resources (FPGA slices, embedded multipliers) moeten wel beschikbaar zijn. Een kleiner ontwerp kan bovendien in een kleinere (en goedkopere) FPGA gefit worden.
- Modulariteit: een modulair ontwerp laat toe dat modules uit de programmatie hergebruikt worden en eenvoudig aangepast worden om FS-MBPC met een hoger aantal spanningsniveaus of een grotere voorspellinghorizon te realiseren.
- Configuratie op een hoog niveau: om de implementatie snel te kunnen doen, is een configuratie gewenst die (grotendeels) op een hoog abstractieniveau gerealiseerd wordt.

De configuratie op een hoog abstractieniveau werd uitgevoerd met de System Generator toolbox voor Simulink/Matlab van Xilinx. In deze omgeving kan op een grafische manier binnen Simulink de functionaliteit opgebouwd worden. Vervolgens laat System Generator (SG) toe om de FPGA bitstream te genereren. Een grote sterkte van SG is echter de flexibele manier waarop VHDL-code voor taken op een laag niveau kan toegevoegd worden (hier werd de SPI-communicatie met de ADC's in VHDL geschreven en toegevoegd aan het SG blokschema als Black Box). Bovendien bekomt men op een vrijwel natuurlijke manier een modulaire opbouw van de configuratie in deze omgeving. Bij het implementeren werd de ontwerpmethodologie van C.5 gebruikt. Niet elk onderdeel van de methodologie wordt hier overlopen, enkel de meest relevante resultaten (deze die de implementatie realiseerbaar hebben gemaakt) van de methodologie komen aan bod. In wat volgt worden dan ook achtereenvolgens de

- de modulaire opbouw en centrale scheduling,
- de pipelining van de berekeningen en hergebruik van de rekenkern,
- de ontwerpsresultaten (time-area)

gegeven.



Figuur C.2: Modulaire opbouw regelaar

### B. Modulair en gesynchroniseerd design met centrale counter

De gerealiseerde modules zijn:

- metingen: ADC-communicatie, schaling (en filtering) van de gedigitaliseerde waarden
- wenswaarden: genereren van de sinusoidale stroomwenswaarde en de berekening van de FC-spanningswenswaarde uit de gefilterde busspanningsmeting
- output: het updaten van de gate signalen met toevoeging van dode tijd
- berekeningskern: de essentie van FS-MBPC waar de berekeningen voor schatting, voorspelling en optimalisatie uitgevoerd worden

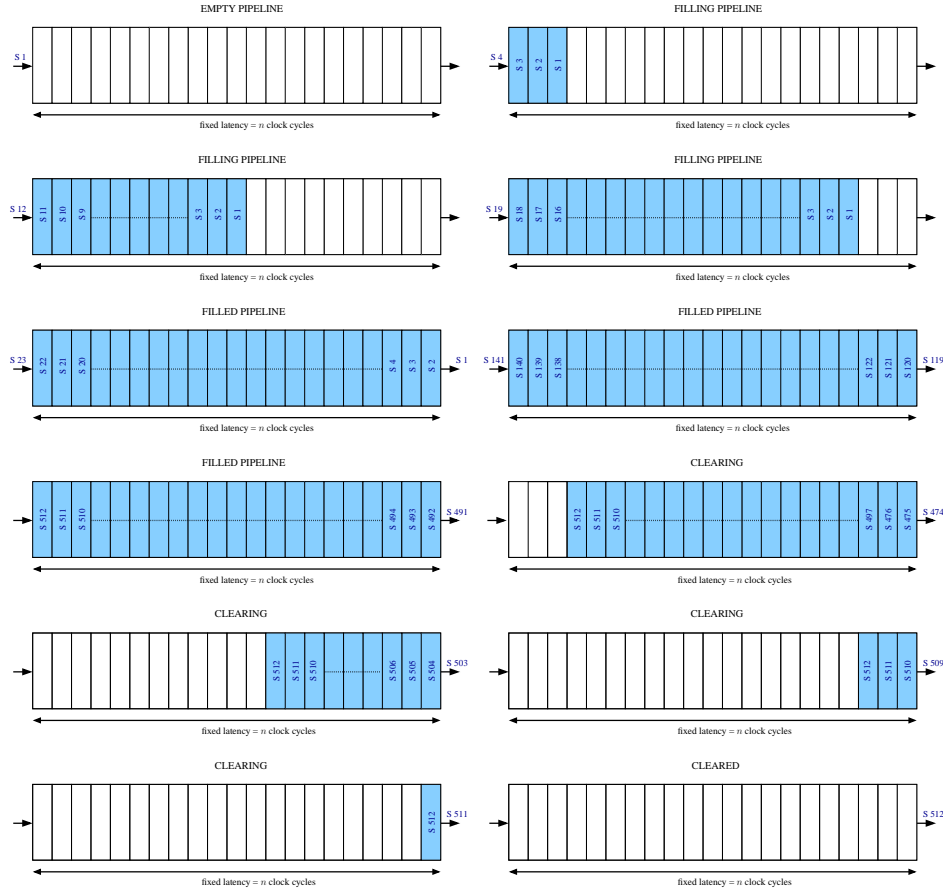
Binnen elke module is voldoende latency voorzien zodat enerzijds de timing van de signalen afgestemd is op elkaar en anderzijds de kritische paden voldoende kort zijn zodat geen timing-problemen optreden bij de generatie van de configuratie. Indien binnen een module onderdelen een enable-sigitaal moeten krijgen is dit lokaal gedefinieerd en afgeleid uit de enabling van de module.

Elke module krijgt een enable-sigitaal op basis van een centrale hardware-teller. De modules zijn dus volledig ontkoppeld en herbruikbaar. Hierdoor kan het ontwerp eenvoudig uitgebreid worden naar FCC's met meer spanningsniveaus. De opbouw aan de hand van modules en de centrale hardware-teller zijn geïllustreerd aan de hand van figuur C.2.

### C. Pipelining van repetitieve berekeningen

Het is duidelijk dat de voorspelling en evaluatie van de kostenfunctie voor alle mogelijke schakeltoestanden veruit de grootste rekenlast vormt. De implementatie van deze stappen moet dus goed ontworpen worden om zowel de cyclustijd als het gebruik van resources beperkt te houden. Hierbij is het essentieel om de eigenschappen van het FS-MBPC-algoritme goed te benutten. De rekenlast voor de voorspelling en optimalisatie is inderdaad groot, maar bestaat uit het evalueren van één set van vergelijkingen voor een groot aantal inputs. Bovendien moeten de berekeningen gebeuren voor de drie fasen van de omvormer. Deze twee vaststellingen laten toe om een performante berekeningskern te realiseren in digitale hardware. Om de snelheid te verbeteren worden de berekeningen voor de drie fasen in parallel gedaan. Ook de berekening van de termen van de kostenfunctie gebeurt in parallel voor de drie fasen. Hierdoor ontstaat een snelle berekeningskern. De evaluatie van de verschillende schakelacties gebeurt echter sequentieel met deze berekeningskern. Bij een latency van  $l$  klokcycli, zou de gewone sequentiële evaluatie  $N_s l$  klokcycli innemen. Door de timing van de signalen in de berekeningskern goed op elkaar af te stemmen kan echter een gepipelinede evaluatie van de schakeltoestanden bekomen worden. Het principe is afgebeeld in figuur C.3. Tijdens de opstart van de pipeline zijn nog geen resultaten beschikbaar maar er wordt iedere klokcyclus wel al een nieuwe input aangelegd. Tijdens de gevulde fase van de pipeline wordt iedere klokcyclus een ingang aangeboden. Het resultaat van de ingang die  $l$  klokcycli eerder werd aangelegd komt dan ook beschikbaar. In de laatste fase van de evaluatie worden geen nieuwe schakeltoestanden aan de pipeline aangeboden, maar komen nog steeds resultaten beschikbaar tot de pipeline 'leeg' is. Met deze volledig gepipelinede uitvoering neemt de evaluatie van  $N_s$  schakeltoestanden slechts  $N_s + l$  klokcycli in beslag. De combinatie van pipelining en parallelisatie benut ten volle de voordelen van de FPGA.

Aangezien de schattingsstap hetzelfde model gebruikt als de voorspellingsstap, kan de gespecialiseerde hardware-berekeningskern ook ingezet worden voor de schatting. Dit beperkt aanzienlijk het gebruik van FPGA-resources t.o.v. een implementatie waar de schattingsstap en de voorspellingsstap afzonderlijke modules zijn, zoals beschreven in [78]. Figuur C.4 toont hoe de geselecteerde schakeltoestand van update-ogenblik  $k$  en de gemeten stroom- en spanningswaarden (input



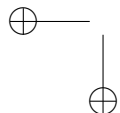
Figuur C.3: Pipelining

A van MUX1 en MUX2) gerouteerd worden naar het systeemmodel. De tussen-tijdse resultaten (zonder de optimalisatie) voor stromen en capaciteitsspanningen worden dan terug naar de ingang gerouteerd (input B van MUX2). De timing van de schatting- en voorspellingsstap wordt gecontroleerd door de hardware-teller (HWC). Wanneer de voorspelling een enable-sigitaal krijgt, worden de toegelaten schakeltoestanden sequentieel toegevoerd aan input B van MUX1.

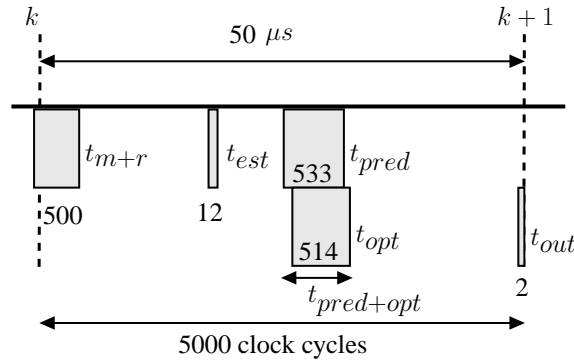
#### D. Ontwerpsresultaten voor 4L-FCC: time-area gebruik

De ontwerpprincipes die hiervoor besproken werden, zijn toegepast voor een 4L-FCC. De omvormer wordt gecontroleerd met een Xilinx Virtex-II Pro FPGA (XUP-V2P-30), met een klokfrequentie van 100 MHz. Door de update-frequentie van 20





De tijd die nodig is voor de schatting,  $t_{est}$ , en de output generatie,  $t_{out}$ , is duidelijk erg klein. De voorspelling en optimalisatie nemen veruit het meeste tijd in beslag. Toch is de nodige tijd voor de berekening van alle 512 resultaten  $t_{pred}$  en hun kostenfunctie  $t_{opt}$  slechts  $5.35 \mu s$  (535 klokcycli). De berekeningskern bereikt dus een snelheid van 6220 million operations per second (MOPS). De behaalde



Figuur C.5: Timing voor FS-MBPC van 4L-FCC

snelheid is meer dan voldoende: slechts 21% van de cyclustijd wordt effectief gebruikt (waarvan grofweg nog de helft voor de ADC's). Dit is te danken aan de gepipelineerde en parallelle berekeningskern.

In tabel C.5 zijn de gebruikte resources van de XUPV2P-30 gegeven voor de totale implementatie (inclusief metingen, referentiegeneratie en outputgeneratie). Slechts een fractie van de beschikbare resources worden gebruikt. Tabel C.6 geeft de resources die gebruikt werden voor de berekeningskern. Door de pipelining en parallelisatie kan de berekeningsblok makkelijk geschaald worden naar omvormers met meer spanningsniveaus. Hiervoor dienen de bijkomende vergelijkingen toegevoegd te worden en de teller voor de schakeltoestanden vergroot te worden.

De werkelijke totale benutting van de FPGA, meestal uitgedrukt als time-area dus het product van het aantal klokcycli en de gebruikte resources, is slechts een fractie van het totaal beschikbare.

#### E. Time-area grenzen voor FS-MBPC-implementaties

De FS-MBPC voor een 4L-FCC stelt duidelijk geen probleem voor de implementatie op een V2P30-FPGA. Dit toont aan dat FPGA's erg geschikt<sup>9</sup> zijn voor de implementatie van FS-MBPC en dat de hardware om behoorlijk complexe FS-MBPC-implementaties te realiseren reeds beschikbaar is. Bovendien is de V2P30 niet meteen de interessantste FPGA voor nieuwe ontwerpen (hoewel het een duur state-of-the-art product was bij introductie, wordt de Virtex-II Pro-reeks niet meer geproduceerd of ondersteund door Xilinx).

Anderzijds bleek reeds dat de rekenlast voor omvormers met een hoger aantal spanningsniveaus aanzienlijk groter is. Hierdoor rijst de vraag in welke mate de be-

<sup>9</sup>Vergelijk met de implementatie in een processor waar de sequentiële berekening van 33280 bewerkingen al snel praktische cyclustijden overtreft.

	klokcycli	tijd ( $\mu$ s)	% cyclustijd
$t_{m+r}$	500	5.00	10.00%
$t_{est}$	12	0.12	0.24%
$t_{pred+opt}$	535	5.35	10.70%
$t_{out}$	2	0.02	0.04%
total	1049	10.49	20.98%

Tabel C.4: Timing voor FS-MBPC van 4L-FCC

	gebruikt/beschikbaar	% gebruikt
Slices	4079/13696	29%
18x18 mults	22/136	16%
PowerPC	0/2	0%

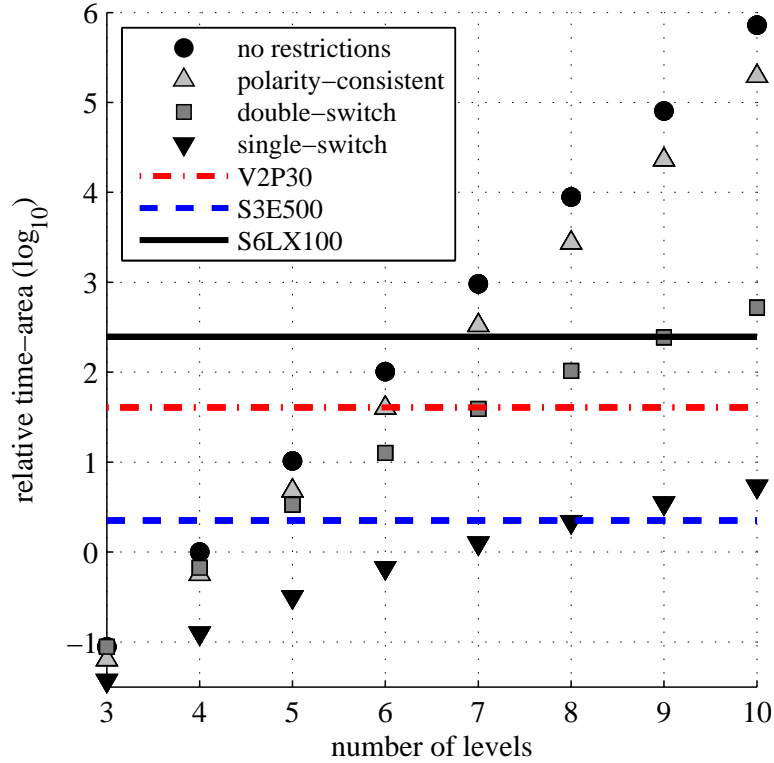
Tabel C.5: FPGA resources voor de totale FS-MBPC-regeling van de 4L-FCC

	gebruikt/beschikbaar	% gebruikt
Slices	2684/13696	19%
18x18 mults	16/136	11%

Tabel C.6: FPGA resources voor de berekeningskern

schikbare time-area van recente en betaalbare FPGA's de implementatie van complexe FS-MBPC-schema's toelaat. Om de grens van implementeerbare schema's te vinden voor verschillende FPGA's, worden de nodige hardware- en tijd voor de reeds voorgestelde implementatie geëxtrapoleerd om de bovengrens op de time-area te bepalen. Figuur C.6 toont de nodige time-area voor de implementatie van de 4 soorten schakelbeperkingen (onbeperkt, polarity-consistent, single-switch en double-switch) voor  $n = 3 \dots 11$  als veelvoud van de time-area die nodig is voor de berekeningskern van het besproken ontwerp (4-level FCC). De as voor de relatieve time-area is logaritmisch. De nodige time-area voor het onbeperkte schakelen stijgt exponentieel (een toename met ongeveer een factor 10 voor elke toename van  $n$ , voor  $n = 10$  is de rekenlast ongeveer 1 miljoen keer deze voor  $n = 4$ ).

De beperkingen voor de V2P30, S3E500 en S6LX100 Xilinx FPGA's van tabel C.7 zijn ook weergegeven op figuur C.6. De geselecteerde FPGA's komen allen uit hoog-volume (goedkope) series, bovendien zijn ze zo geselecteerd dat de verhouding (embedded multipliers)/(equivalent logic cells) vergelijkbaar is. Het aantal equivalente logische cellen (equivalent logic cells, #ELC) is een maat voor



Figuur C.6: Relatieve time-area voor de implementatie met  $n = 3 \dots 10$  voor de verschillende schakelbeperkingen. Bovengrenzen op de time-area voor 3 verschillende FPGA's bij een update-periode van 20 kHz.

de FPGA-resources. Dit laat toe om de time-area voor de V2P30-FPGA te vergelijken met de beschikbare time-area zowel voor een oudere lagekost hoog-volume FPGA (S3E500) en een recente hoog-volume FPGA (S6LX100). De FPGA's worden telkens geklokt aan hun typische klokfrequenties  $f_c$  en een update-frequentie  $f_u = 20\text{kHz}$  wordt gebruikt. De beschikbare time-area is opnieuw uitgedrukt als veelvoud van de time-area voor de 4L-berekeningsblok (i.e. het aantal maal dat de 4L-kern in de FPGA geïnstantieerd kan worden na aftrek van de nodige time-area voor de overige modules). Deze inschatting is conservatief: de nieuwe generaties FPGA's (Spartan-6 en de aangekondigde 7-series) bieden performante DSP-blokken en grotere bit-width voor de embedded multipliers. Deze aspecten worden hier niet in rekening gebracht, bijgevolg wordt de performantie van de moderne FPGA's onderschat.

Figuur C.6 geeft enkel een indicatie van mogelijke implementaties. Doorgedre-

Family	FPGA type	#ELC	$f_c$ (MHz)
Virtex-II Pro	V2P30	30816	100
Spartan-3E	S3E500	10476	50
Spartan-6	S6LX9	9152	250
Spartan-6	S6LX100	101261	250

Tabel C.7: FPGA's voor de vergelijking in time-area

ven optimalisatie en aanpassingen in het ontwerp zijn mogelijk. Toch is het nuttig om een idee te krijgen van wat men nu eigenlijk minimaal kan realiseren met deze technologie. Met de V2P30 kan niet enkel de FS-MBPC voor  $n = 4$  maar ook voor  $n = 5$  gerealiseerd worden. Interessant om op te merken is het feit dat een soortgelijke time-area beschikbaar is bij de S6LX9 (zie tabel C.7, waar het lagere aantal equivalente logische cellen gecompenseerd wordt door een hogere klokfrequentie). Voor een hogere  $n$  is een meer performante FPGA nodig of kan de update-frequentie  $f_u$  verlaagd worden om meer tijd beschikbaar te stellen voor de berekeningen. Voor hogere  $n$  is dit zeker aanvaardbaar aangezien zelfs voor  $n = 4$  de update-frequentie van 20 kHz veel hoger dan nodig is.

Uit figuur C.6 en tabel C.7 is duidelijk dat de mogelijkheden om FS-MBPC te implementeren in FPGA's veelbelovend zijn. De S6LX9 laat single-switch implementaties toe voor erg hoge  $n$ . Voor het schakelen zonder beperkingen of het polarity-consistent schakelen is een meer performante FPGA nodig zoals de S6LX100 bij hogere  $n$  en een verlaagde  $f_u$  bij heel hoge  $n$ .

Tot hier toe werd steeds de situatie met  $N = 1$  en toenemende  $n$  beschouwd. Uit de figuur C.6 kan natuurlijk ook informatie gehaald worden over de implementeerbaarheid van algoritmes met  $N > 1$ . Het aantal schakelcombinaties is dan immers gegeven door  $N_s^N$  en het aantal berekening door  $NN_cN_s^N$ . De combinatie hoge  $N$ ,  $n$ ,  $f_u$  en onbegrensde schakelacties zal al snel tot een erg grote rekenlast leiden. De noodzaak voor deze combinatie is echter twijfelachtig.

Hoewel slechts een benadering, geeft het voorgaande duidelijk weer hoe FPGA's de meest geschikte technologie zijn voor de implementatie van FS-MBPC. Geen enkele andere technologie laat immers toe om een gespecialiseerde hardware-berekeningskern te maken en die voor een groot aantal inputs te evalueren.

## C.7 Vermogenselektronische omvormers

### C.7.1 Omvormer 1: 2-L VSI

De omvormer is gerealiseerd als één PCB en gemaakt in EELAB, in figuur C.7 is de omvormer getoond. Een Intelligent Power Module (IPM) van Fuji Electric (6MBP15RH060) vormt de basis van de omvormer. Deze IPM integreert 6 IGBT's en antiparalleldiodes. De maximale sperspanning is 600V en de maximale stroom 15 A. De IPM integreert verder de drivers voor de IGBT's en een minimale beveiliging (temperatuursbeveiliging en overstroombeveiliging via een shunt-stroommeting op de busconnectie).

Op de PCB is een bijkomend logisch circuit voorzien om te vermijden dat beide schakelaars van één fase tegelijkertijd geleiden. Naast de voedingsspanningscircuits zijn maximaal 3 stroommetingen en maximaal 2 differentiële spanningsmetingen voorzien (tegelijkertijd kunnen maximaal 4 metingen gebruikt worden). De verzwakkingstrap van de differentiële spanningsmeting is gebaseerd op het circuit van [136], de instrumentatieversterker is gerealiseerd met één IC (INA115). Voor de stroommeting worden hall-sensoren gebruikt met instelbare offset (type LEM LTSR-15). De metingen worden op de FPGA of inverter-PCB gedigitaliseerd a.d.h.v. modules met twee 12-bit ADC's (Digilent PMOD AD1).

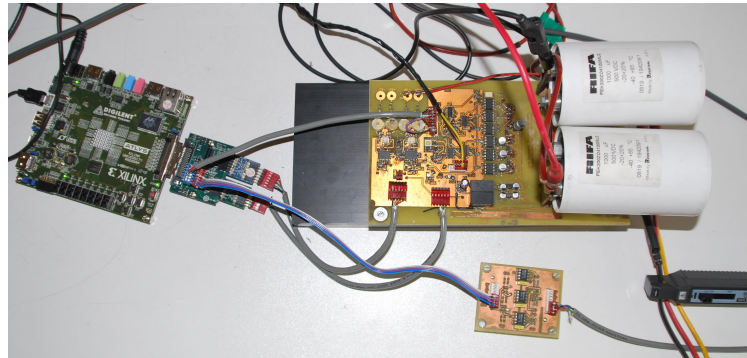
### C.7.2 Omvormer 2: 3-L FCC

De 3L-FC-inverter werd gerealiseerd op basis van een vermogenselektronische bouwsteen (PEBB) die in EELAB ontwikkeld werd door dr. ir. D. Van De Syne en dr. ir. K. De Gussemé. Een eerdere variant van deze PEBB wordt beschreven in [136]. Deze PEBB's werden als flexibel inzetbare halve-brugmodules geconcepieerd. Voor de constructie van een multilevel-inverter werd telkens één PEBB gebruikt voor één cel van de inverter (een cel van een multilevel inverter wordt gevormd door de FC en het complementair schakelaarpaar van één niveau). Voor de driefasige, drielevel inverter werden dus 6 PEBB's gebruikt, zoals in figuur C.8 te zien is. De gebruikte IGBT's ( met antiparalleldiodes) zijn van het type HGTG18N120BND. De stroommeting gebeurt met hall-sensoren (type LTS-15 of LTS-25). De metingen worden op de FPGA gedigitaliseerd met 12-bit ADC's (Digilent PMOD AD1).

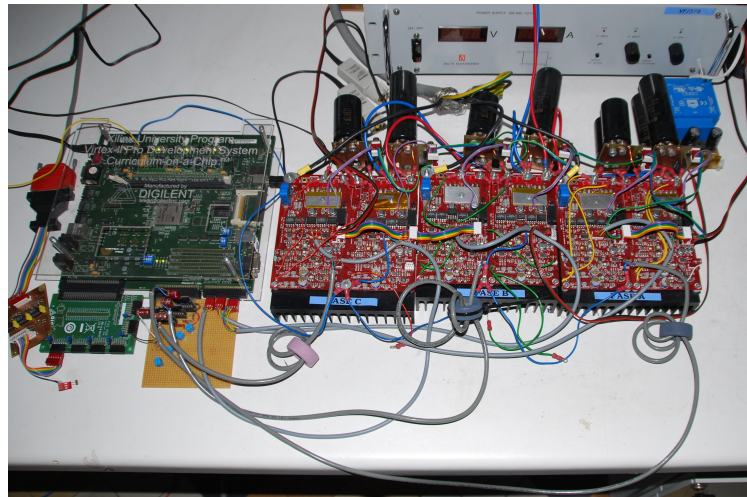
Meer informatie over deze omvormer is te vinden in [28, 81].

### C.7.3 Omvormer 3: 4-L FCC

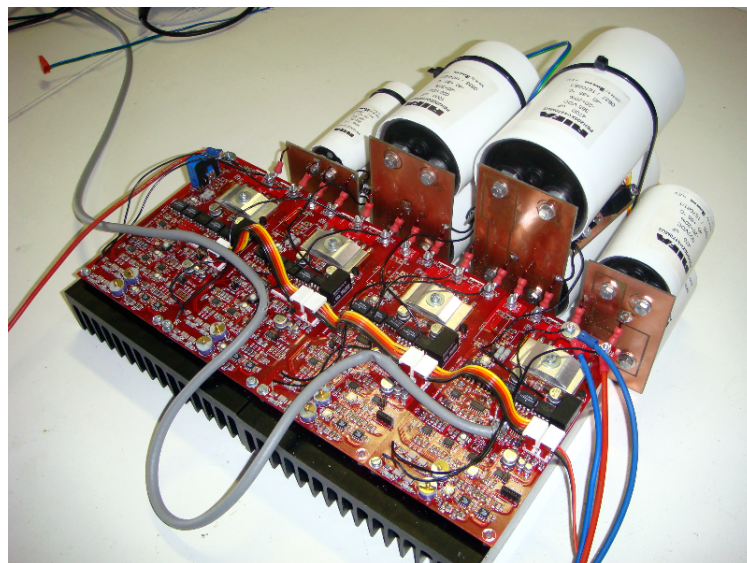
Ook de 4L-FC-inverter is gebaseerd op de reeds genoemde vermogenselektronische bouwsteen (PEBB). Een modulaire omvormer werd gebouwd die maximaal



Figuur C.7: 2L-VSI op basis van een IPM



Figuur C.8: Driefasige 3L-FCC



Figuur C.9: Eén fase van een modulaire 5L-FCC

een driefasige spanningsinverter met vijf spanningsniveaus kan realiseren. De omvormer wordt in meer detail besproken in [28], in figuur C.9 is één fase van de omvormer getoond in 5-levelconfiguratie. Wegens de omvang van de omvormer worden de metingen reeds op de inverter gedigitaliseerd met 12-bit ADC's (Digilent PMOD AD1) en digitaal doorgezonden naar de FPGA. Hierdoor wordt vermeden dat de analoge signalen over grote afstanden doorgezonden moeten worden.

## C.8 Motorparameters

### C.8.1 Inductiemachines

Meer informatie over de gebruikte inductiemachines is te vinden in [16].

IM1: Leroy Somer

Type LS112MT	Nr. 061300JM017
$R_s = 1.23\Omega$	$R_r = 1.05\Omega$
$L_m = 0.212\text{ H}$	$L_r = L_s = 0.220\text{ H}$
$P_{nom} = 4\text{ kW}$	$N_{nom} = 2815\text{ rpm}$

IM2: Siemens

Type 1LA7113-2AA10-Z	Nr. EL694447801001
$R_s = 1.26\Omega$	$R_r = 0.75\Omega$
$L_m = 0.292\text{ H}$	$L_r = L_s = 0.304\text{ H}$
$P_{nom} = 4\text{ kW}$	$N_{nom} = 2900\text{ rpm}$

### C.8.2 Permanent-magneetbekerachtigde synchrone machines

PMSM1: SPMSM Siemens

Type 1FT6084 8AC71	$N_p = 4$
$I_{nom} = 8.3\text{ A}$	$N_{opt} = 2000\text{ rpm}$
$L_s = 10\text{ mH}$	$R_s = 1\Omega$

PMSM2: IPMSM Kollmorgen (Danaher Motion)

Type BH-622-B-43 Goldline	$N_p = 3$
$I_{nom} = 8.4\text{ A}$	$N_{opt} = 4000\text{ rpm}$
$L_d = 16\text{ mH}$	$L_q = 32\text{ mH}$
$R_s = 1.91\Omega$	

PMSM3: IPMSM Parvex

Type HV820EZR9000	$N_p = 5$
$I_{OS1} = 12.3\text{ A}$	$N_{opt} = 2390\text{ rpm}$



## C.9 Simulatiemodellen

### C.9.1 Algemeen

Alle simulaties werden uitgevoerd met Matlab®/Simulink®. Binnen deze omgeving werden zowel de floating-point simulaties uitgevoerd als de fixed-point simulaties. De simulatiemodellen zijn hierbij modulair opgebouwd. De Simulink® laat op eenvoudige wijze de grafische en modulaire programmatie toe van grote systemen en voorziet een groot aantal solvers.

### C.9.2 Floating-point simulaties

De grote meerderheid van de uitgevoerde simulaties waren floating-point simulaties. Gebruikte pakketten binnen Matlab®/Simulink®:

- SimPowerSystems Toolbox (vermogenslektronica, motoren, lasten)
- Neural Network Toolbox (training en simulatie neurale netwerken)
- System Identification Toolbox (parameteridentificatie)
- Curve Fitting Toolbox (parameteridentificatie)

#### A. Vermogenslektronische omvormers

Vermogenslektronische omvormers werden hoofdzakelijk gesimuleerd met SimPowerSystems. De gebruikte modellen werden eenvoudig gehouden: ideale schakelaars (geen spanningsval), geen parasitaire componenten, geen dode tijd voor de schakelaars. De vermogenslektronica werd gesimuleerd met een vaste, maar voldoende kleine, tijdsstap.

#### B. Draaiveldmachines en RL-last

De last voor de inverter werd meestal ook gesimuleerd met SimPowerSystems. Hierbij werd geen verzadiging in de elementen gesimuleerd. Voor een aantal specifieke situaties werden simulaties uitgevoerd met PMSM's en IM's met verzadiging. De modellen hiervoor zijn zelf opgesteld aan de hand van eenvoudige bouwblokken uit de Simulink®-omgeving en embedded M-files.

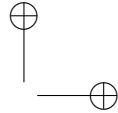
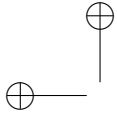
#### C. Regelaars en schatters

De regelaars en schatters werden grotendeels geïmplementeerd aan de hand van embedded M-files. Deze werden gecontroleerd uitgevoerd zodat eenzelfde bemonsteringsperiode bekomen werd als in de werkelijkheid. Om de overstap naar een

FPGA-implementatie te vereenvoudigen werden de simulatiemodellen voor de regelaars en schatters zoveel mogelijk in p.u. gerealiseerd. Aangezien slechts weinig niet-idealiteiten van de invertor en machine werden gesimuleerd (tenzij expliciet om de robuustheid te controleren), werden geen compensaties toegevoegd in de regelaars. Voor de simulatie en training van de neurale netwerken voor de Neural Predictive COntrol, werd de Neural Network Toolbox gebruikt.

### C.9.3 Fixed-point simulaties

Ook de fixed-point simulaties voor de verificatie van de gerealiseerde hardware-architectuur werden in Matlab®/Simulink® uitgevoerd. Doordat de hardware-architectuur opgebouwd werd met bouwstenen uit de Xilinx Blockset (System Generator), kon de hardware-simulatie geconnecteerd worden met de rest van de simulatiemodellen in Matlab®/Simulink®. Dit is een groot voordeel dat een 'model based controller design' toelaat.



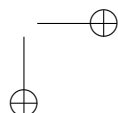
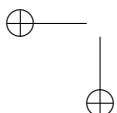
## Bijlage D

# Parameterschatting

### D.1 Inleiding

In de voorbije decennia verschenen verschillende publicaties in verband met de modellering van synchrone machines. De meeste modellen voor de simulatie en controle zijn gebaseerd op de equivalente tweefasige voorstelling. Bijgevolg is de meerderheid van de parameteridentificatiemethodes toegespitst op het bepalen van de parameters die nodig zijn voor deze modellen. Hierbij zijn uiteenlopende technieken voorgesteld. De standstill frequency response (SSFR) methodes bezitten belangrijke voordelen t.o.v. methodes in het tijdsdomein en laten een nauwkeurige identificatie van synchrone machines toe voor modellen met een hoge orde. Bovendien is er bij deze test weinig kans op beschadiging van de machine (in tegenstelling tot enkele testmethoden in het tijdsdomein) en is de opstelling relatief eenvoudig. Daarom is de SSFR-methode [141] gestandaardiseerd (IEEE Std. 115), hoewel deze voornamelijk focust op elektrisch-bekrachtigde synchrone machines en grote generatoren.

De SSFR-techniek heeft ook enkele nadelen. Ten eerste wordt de test uitgevoerd bij lage stromen waardoor verzadiging van de machine niet optreedt. Ten tweede is een SSFR-test erg tijdsroepend. Deze problemen werden in [142] vermeden door gebruik te maken van een schakelende omvormer en een breedbandig excitiesignaal. De breedbandige excitatie, zoals een multisinus, laat een belangrijke reductie in de testtijd toe omdat alle relevante frequenties tegelijkertijd geëxciteerd worden. De data uit SSFR-metingen en breedbandige uitbreidingen wordt typisch gebruikt in stabiliteitsstudies voor grote generatoren in het net. Dezelfde data in het frequentiedomein kunnen echter ook gebruikt worden voor de simulatie en controle van synchrone machines met vermogenselektronische voeding. De toepassing van frequentiedomein-identificatie, en in het bijzonder SSFR-varianten op PM-SM's kreeg tot nu toe echter bitter weinig aandacht. Hier wordt de breedbandige



frequentiedomein-identificatie van PMSM's besproken en resultaten gegeven die bekomen werden met een lineaire versterker. Deze resultaten werden ook al gebruikt in §6.7.6 van dit proefschrift. Een uitgebreidere bespreking van de methode met een lineaire versterker is te vinden in [119, 143], in [120] wordt de methode toegepast met een schakelende omvormer (2L-VSI). In [144] tenslotte worden aan de hand van metingen met de lineaire versterker de mogelijkheden bestudeerd om modellen van een hogere orde te identificeren en wordt een excitatiesignaal (multisinus) met een een breder frequentiebereik gebruikt.

## D.2 Identificatie in het frequentiedomein

### D.2.1 Meetopstelling

De drie klemmen van de PMSM worden verbonden met een driefasige lineaire versterker. De lineaire versterker is een PAS 15000 netsimulator van Spitzenberger-Spies met een nominaal vermogen van 15kVA (5kVA per fase). De drie klemspanningen en twee lijnstromen worden gemeten met een Agilent VXI acquisitiesysteem. De  $d$ -as of  $q$ -as is gealigneerd met één van de statorfasen en de rotor wordt mechanisch geblokkeerd in deze positie. Aan de klem voor de gealigneerde fase wordt een excitatiespanning aangelegd. De spanningen van de andere twee klemmen kunnen benut worden om een DC-spanningsbias te creëren. Hierdoor ontstaat een DC-stroom volgens de  $d$ - of  $q$ -as. Dit laat toe om verzadiging en wederzijdse beïnvloeding te onderzoeken. Door deze manier van verbinden wordt in feite anderhalf maal de impedantie gemeten.

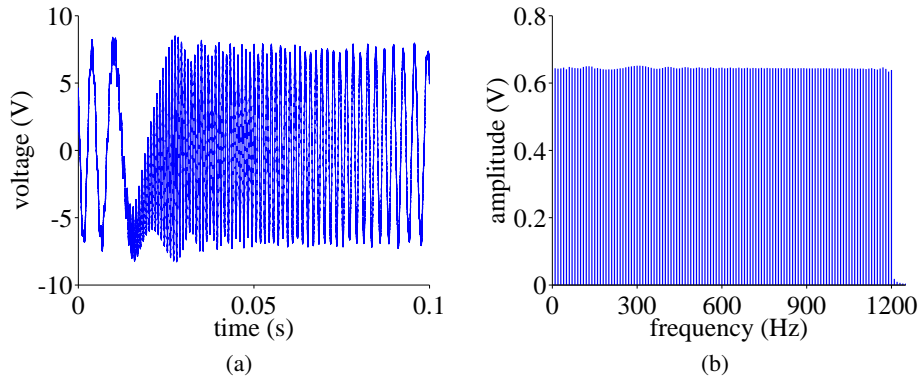
### D.2.2 Excitatiesignaal

Een breedbandig excitatiesignaal laat een snellere identificatie in het frequentiedomein toe, ten opzichte van een trapsgewijze variatie van de excitatiefrequentie zoals besproken in [142] en [145]. Om fouten ten gevolge van 'spectral leakage' tijdens de experimenten te vermijden, zijn de excitatiesignalen bij voorkeur deterministisch en periodiek. Hier worden drie excitatiesignalen vergeleken:

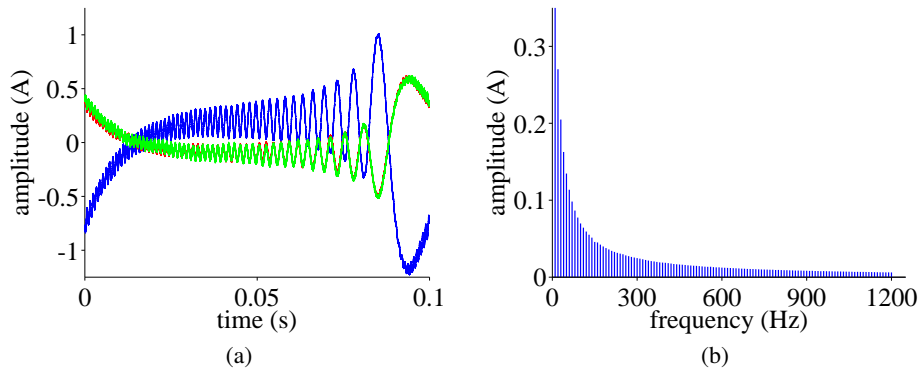
- een multisinus met vlak amplitudespectrum
- een multisinus met toenemende harmonische amplitudes
- een sinus met lineair toenemende frequentie (swept sine)

#### A. Multisinus met vlak amplitudespectrum

Binnen de klasse van breedbandige signalen is de multisinus een erg geschikt signaal voor de identificatie van het frequentieantwoord van lineaire systemen [145].



Figuur D.1: Gemeten multisinus voor de excitatie, in het tijdsdomein (a) in het frequentiedomein (b) (FFT, 10 Hz resolutie)

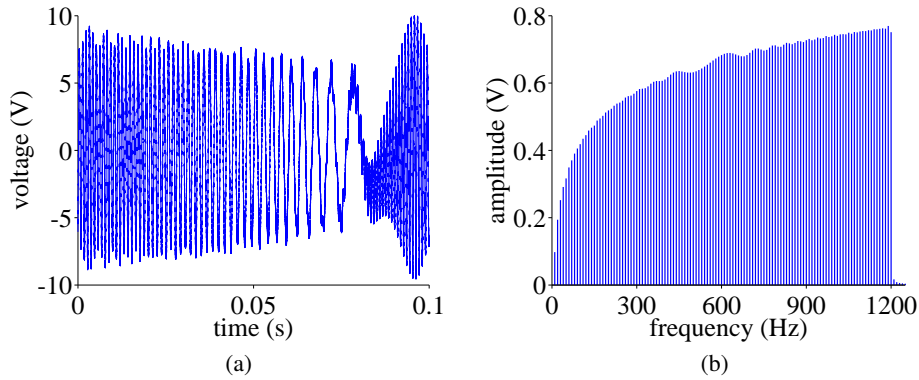


Figuur D.2: Gemeten multisinus stroomantwoord, in het tijdsdomein (a) in het frequentiedomein (b) (FFT, 10 Hz resolutie)

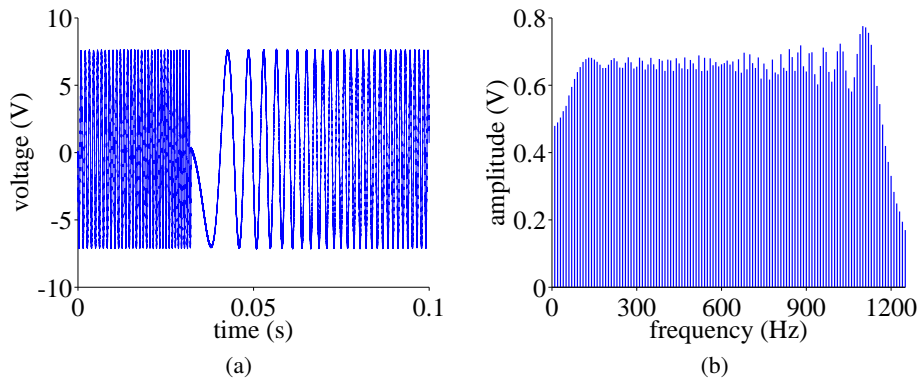
Multisinussen zijn lineaire combinaties van sinussen:

$$u(t) = \sum_{k=1}^F A_k \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (\text{D.1})$$

waar  $F$  het aantal harmonischen in het signaal  $u(t)$  is en  $A_k$ ,  $f_k$  en  $\phi_k$  respectievelijk de amplitude, frequentie en fase van de  $k^{\text{de}}$  harmonische. De fasen  $\phi_k$  van de sinussen in de multisinus  $u(t)$  worden typisch zo gekozen dat een zo laag mogelijke crest factor ( $\text{CF} = \frac{u_{\text{peak}}}{u_{\text{RMS}}}$ ) bekomen wordt. Hierdoor wordt de signal-to-noise ratio gemaximaliseerd voor een gegeven piekwaarde van het signaal.



Figuur D.3: Gemeten multisinus (toenemende harmonische amplitudes), in het tijdsdomein (a) in het frequentiedomein (b) (FFT, 10 Hz resolutie)

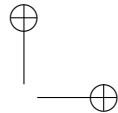
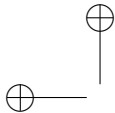


Figuur D.4: Gemeten swept sine, in het tijdsdomein (a) in het frequentiedomein (b) (FFT, 10 Hz resolutie)

Voor de waarden van deze fasen zijn er drie mogelijkheden: random, Schroeder fasen of geoptimaliseerd [145]. De Schroeder fasen, gegeven door de uitdrukking

$$\phi_k = \frac{-k(k-1)\pi}{F} \quad (\text{D.2})$$

met  $f_k = l_k f$  en  $l_k \in N$ , zijn niet optimaal maar geven goede resultaten voor een multisinus met een vlak amplitudespectrum en die bovendien opeenvolgende frequenties uit een eindige band bevat. In die omstandigheden is de CF voor Schroeder fasen typisch ongeveer 1.7. Dit is lager dan waarden die typisch bekomen worden met random fasen en iets hoger dan wat bereikbaar is mits optimalisatie (waar een CF van 1.4 bereikt kan worden). De random fasen echter zijn



minder geschikt voor automatische tests. De optimalisatie vergt immers bijzonder veel rekentijd. Daarom worden hier de Schroeder fasen gebruikt.

Eén periode van het spanningssignaal met 120 frequenties ( $F = 120$ ) tussen 10 en 1200 Hz ( $f = 10$  Hz,  $l_k \in [1, 120]$ ) en een vlak amplitudespectrum ( $A_k = A$ ), is getoond in figuur D.1(a). De golfvorm is duidelijk behoorlijk compact. Dit is ook duidelijk in de lage waarde van de CF = 1.67. Merk op in figuur D.1(b) dat het signaal inderdaad beperkt is tot 1200 Hz.

Voor een vlak spectrum en random fasen is de CF hoger met typische waarden in het bereik 2.45 tot 5.3 (10000 realisaties van de random-fase multisinus gaven een gemiddelde CF van 3.32 met standaardafwijking 0.35).

### B. Multisinus met toenemende harmonische amplitudes

Om te verzekeren dat de hoogfrequente stroomcomponenten met voldoende nauwkeurigheid gemeten worden, kan een oplopend spanningsspectrum gekozen worden, zoals afgebeeld in figuur D.3(b). Hierdoor is het stroomamplitudespectrum vlakker. In dit geval is CF bij het gebruik van de Schroeder fasen (afgebeeld in figuur D.3(a)) 1.99. De karakteristieke waarden voor CF van multisinussen met random fasen veranderen quasi niet. Het voordeel van Schroeder fasen te gebruiken gaat dus verloren als het spectrum niet vlak is.

### C. Sinus met lineair toenemende frequentie

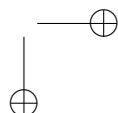
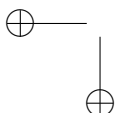
Een swept sine, of periodic chirp, is een sinus met lineair toenemende frequentie. De frequentie neemt toe binnen één meetperiode en wel zodanig dat het signaal perfect periodiek is. Het wordt beschreven door:

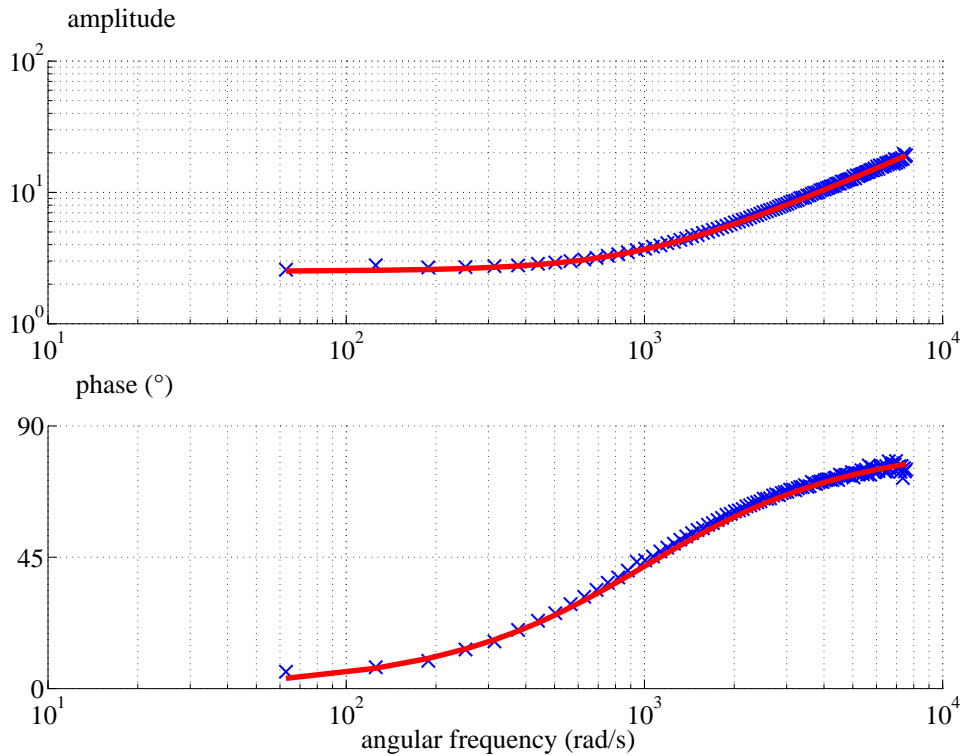
$$u(t) = A \sin((at + b)t) \quad 0 \leq t \leq T_0 \quad (\text{D.3})$$

met  $T_0$  de periode van het signaal en CF is  $\sqrt{2}$ . Een realisatie met frequenties tussen 10 en 1200 Hz is getoond in figuur D.4.

Het spectrum is duidelijk niet vlak. Bovendien is het continu (bij multisinus zijn er enkel discrete frequenties). Bijgevolg wordt slechts een deel van de energie in het signaal gebruikt. Het signaal heeft ook geen boven- en ondergrens in frequenties, wat een risico op aliasing inhoudt. Gezien de snelle afname van de frequentiecomponenten rond de beoogde frequentieband is dit risico echter beperkt.

Het grootste nadeel is tenslotte dat alle frequenties sowieso aanwezig zijn. Frequenties kunnen niet overgeslaan worden om problemen of storingen te vermijden. Theoretisch gezien is een multisinus dus te verkiezen.





Figuur D.5: Bode plot: Niet-parametrische vorm van de impedantie volgens de  $d$ -as voor een synchrone machine (kruis). De fitting van de Bode plot met een  $RL$ -circuit geeft een parametrisch model (volle lijn).

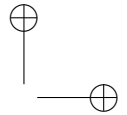
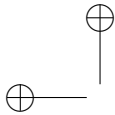
### D.2.3 Verwerking van de data

De excitatiespanning wordt door de versterker aan de machine aangelegd en het stroomantwoord wordt opgemeten (getoond in figuur D.2(a)) en opgeslaan. De meetdata wordt met een FFT omgezet naar het frequentiedomein. Uit de voorstelling in het frequentiedomein van spanning en stroom wordt een niet-parametrisch model voor de PMSM-impedantie in de  $d$ - of  $q$ -as bekomen. Het frequentieantwoord is getoond in figuur D.5 als Bode plot.

## D.3 Toepassingen voor de data uit de frequentiedomein-identificatie

De data uit de SSFR-test wordt typisch gebruikt voor het bepalen van de transiënte en subtransiënte reactanties en tijdsconstanten van elektrisch-bekrachtigde





synchrone generatoren. De identificatie van de PMSM wordt echter uitgevoerd voor andere doeleinden. Enkele daarvan worden hieronder besproken.

### D.3.1 Identificatie van de transferfuncties voor $d$ - en $q$ -assen

De klassieke SSFR-methode [141] is gericht op het bepalen van een twee-poort model voor de  $d$ -as (één poort voor de ankervariabelen en één poort voor de veldvariabelen) en een één-poort voor de  $q$ -as. Uit de frequentiedomeindata worden dan de parameters van drie transferfuncties  $G(s)$ ,  $L_d(s)$  en  $L_q(s)$  geschat. Voor PMSM's valt de schatting van  $G(s)$  (gerelateerd aan de bekrachtigingswikkeling) uiteraard weg.

Bovendien houden de klassieke SSFR-testen niet voldoende rekening met verzadiging. In [142, 146] werd een MIMO-multisinusmethode in het frequentiedomein gebruikt om de individuele modellen voor  $d$ - en  $q$ -as van een SM bij verschillende verzadigingsniveaus te bepalen. In deze bijlage worden ook uit de niet-parametrische frequentiedomein-identificatie voor PMSM's, de parameters voor  $d$ - en  $q$ -as bij verschillende verzadigingsniveaus geschat.

#### A. Orde van het model

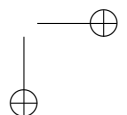
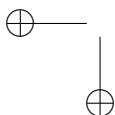
Het eenvoudigste model voor de operationele inductanties in de directe as,  $L_d(s)$ , of in de kwadratuuras,  $L_q(s)$ , is een model van eerste orde bestaande uit een inductantie in serie met een weerstand. Dit model wordt op de Bode plot gefit voor verschillende waarden van DC-bias om de inductantie in functie van de statorstroom te bekomen. In [141, 142, 144] worden modellen met een hogere orde besproken.

#### B. Methode van fitting

De inductanties worden uit de niet-parametrische data bekomen door een least-squares methode. Met het eenvoudige model en door een weerstandswaarde op te geven is deze methode hier voldoende accuraat. Wanneer meer parameters moeten geschat worden (modellen met hogere orde) dienen betere fittingsmethoden gebruikt te worden, zoals particle swarm optimisation (PSO).

### D.3.2 Bestuderen van cross-saturation

In veel identificatiemethodes is de wederzijdse magnetische beïnvloeding tussen  $d$ - en  $q$ -as verwaarloosd. Nochtans is cross-saturation belangrijk voor de (sensorloze) controle van PMSM's [147]. Met de beschreven opstelling kan ook een DC-bias loodrecht op de geëxciteerde fase aangebracht worden. De frequentiedomein-identificatie gebeurt dus in functie van de twee stroomcomponenten. De bekomen



data en eruit volgende parameters kunnen gebruikt worden voor de simulatie en controle van PMSM's.

## D.4 Experimentele resultaten

De beschreven methode werd toegepast op een aantal PMSM's. De frequentie-antwoorden voor de  $d$ - en  $q$ -assen zijn gefit als  $RL$ -last in functie van de stroomcomponenten. De resultaten worden verder besproken. Eerst echter wordt ingegaan op het verschil tussen de bekomen resultaten voor de drie mogelijke excitatiesignalen en wordt de reproduceerbaarheid van de metingen nagekeken.

### D.4.1 Variatie van de bekomen parameters

Figuren D.6 en D.7 tonen respectievelijk de invloed van verzadiging op de  $d$ - en  $q$ -as inductanties van een SPMSM. De parameters zijn telkens reeksen bekomen met de verschillende mogelijke excitatiesignalen (vlakke multisinus, oplopende multisinus en chirp). Hierbij is meteen duidelijk dat de invloed ten gevolge van het gebruikte excitatiesignaal verwaarloosbaar is. De theoretische voordelen van bepaalde excitatiesignalen leiden dus alleszins niet tot grote afwijkingen of gebiasde schattingen.

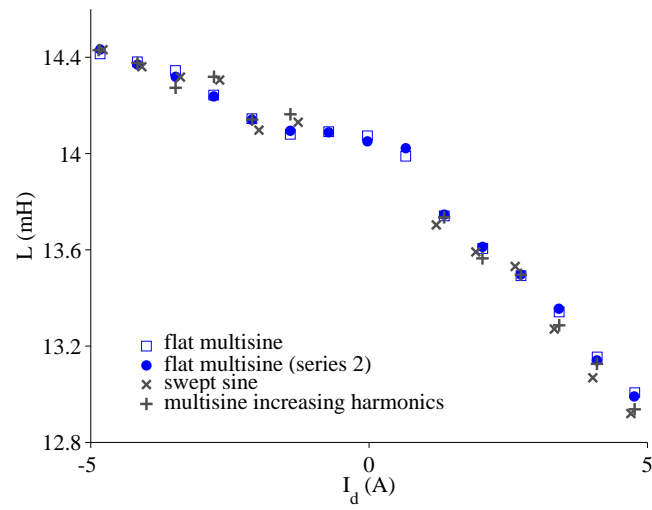
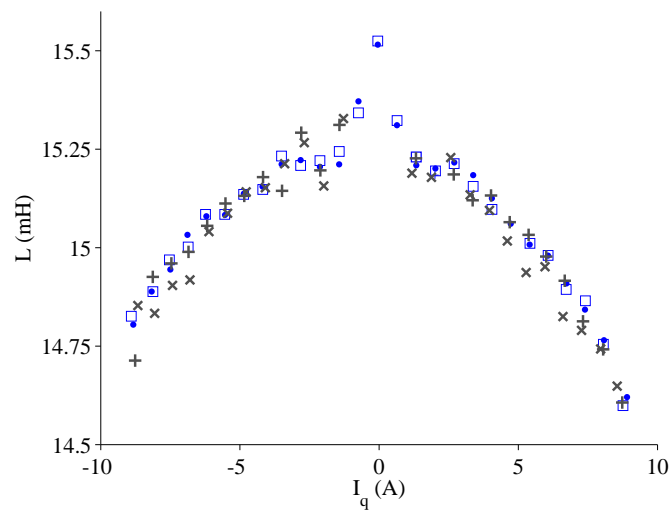
Daarnaast zijn ook twee reeksen getoond die bekomen zijn met de vlakke multisinus. De variatie tussen beide reeksen is klein en de reproduceerbaarheid van de metingen is dus goed.

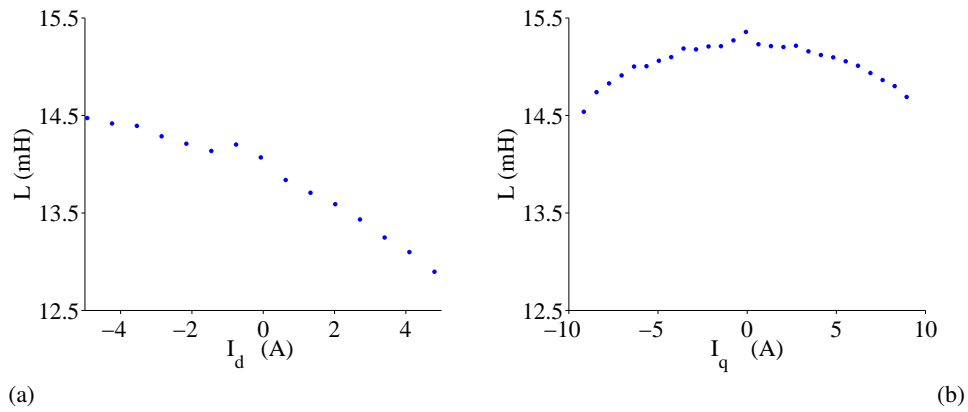
### D.4.2 Invloed van verzadiging

#### A. SPMSM

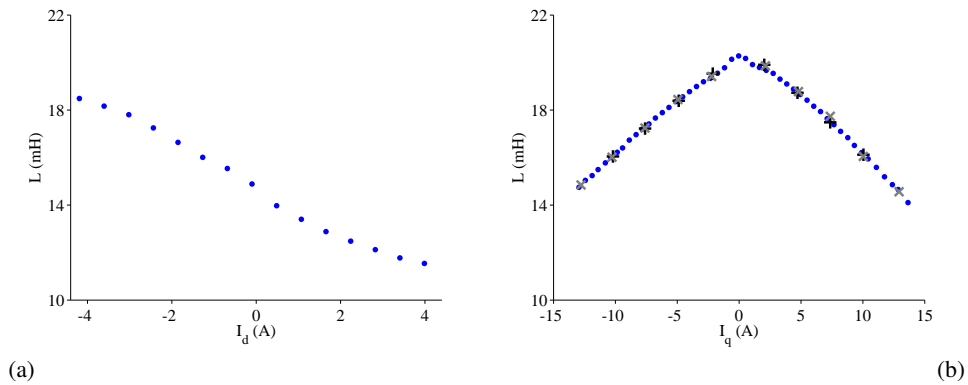
De inductanties werden geïdentificeerd voor een SPMSM (PMSM1), hierbij werd een DC-bias toegevoegd in de geëxciteerde fase. De resultaten voor beide assen zijn getoond in figuur D.8 voor verschillende verzadigingsniveaus. Uit de figuur blijkt dat de invloed van verzadiging vrij klein is. De  $q$ -as inductanties variëren minder dan 10% bij een  $q$ -as stroom die gelijk is aan de nominale. Voor de  $d$ -as inductantie is de variatie ook beperkt tot 10% voor een  $d$ -as stroom gelijk aan de helft van de nominale stroom.

De inductantieveranderingen corresponderen met wat fysisch verwacht wordt: een  $d$ -as stroom die het veld van de permanente magneten tegenwerkt, vermindert de verzadiging en resulteert dus in een hogere inductantie. Een DC-bias die het permanent-magneetveld versterkt daarentegen resulteert in een lagere inductantie. Voor de  $q$ -as stroom staat het veld van de magneten loodrecht op het veld van de DC-bias en is de curve dus symmetrisch.

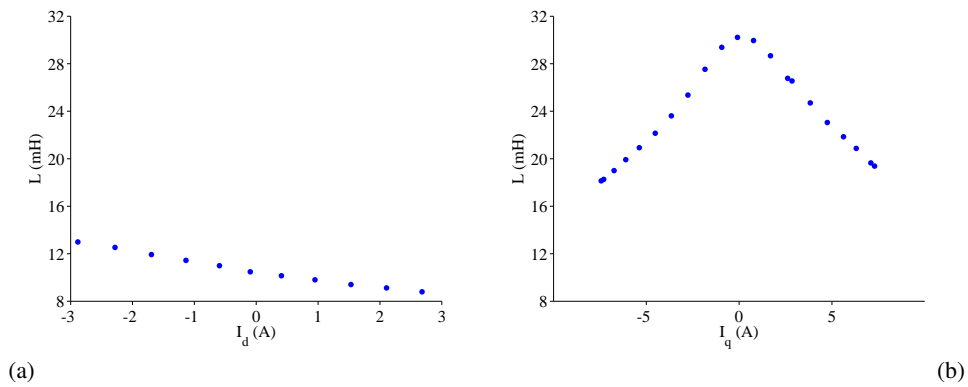
Figuur D.6: Invloed van het gebruikte excitatiesignaal bij metingen op de  $d$ -asFiguur D.7: Invloed van het gebruikte excitatiesignaal bij metingen op de  $q$ -as



Figuur D.8: Siemens SPMSM ((PMSM1), invloed van verzadiging op de inductantie:  $d$ -as (a),  $q$ -as (b)



Figuur D.9: Parvex IPMSM (PMSM3), invloed van verzadiging op de inductantie:  $d$ -as (a),  $q$ -as (b)



Figuur D.10: Kollmorgen IPMSM (PMSM2), invloed van verzadiging op de inductantie:  $d$ -as (a),  $q$ -as (b)

De discontinue variatie rond de nulwaarde is te wijten aan de slechte lineariteit van de stroommeting rond het nulniveau. Uit de geschatte inductanties is ook duidelijk dat de saliency van de machine laag is (maar niet onbestaande, zoals vaak aangenomen voor SPMSM's!). De gemeten waarden stammen ook overeen met de 'rotating field inductance' opgegeven door de producent (15.6 mH).

In figuur D.11 is duidelijk dat de  $d$ -as inductantie van de SPMSM bepaald wordt door beide stroomcomponenten in de machine.

### B. IPMSM

De resultaten voor een Parvex IPMSM (PMSM3) zijn getoond in figuur D.9. De saliency en de invloed van de verzadiging zijn vrij belangrijk voor deze machines (veranderingen van de inductanties tot ongeveer 30%).

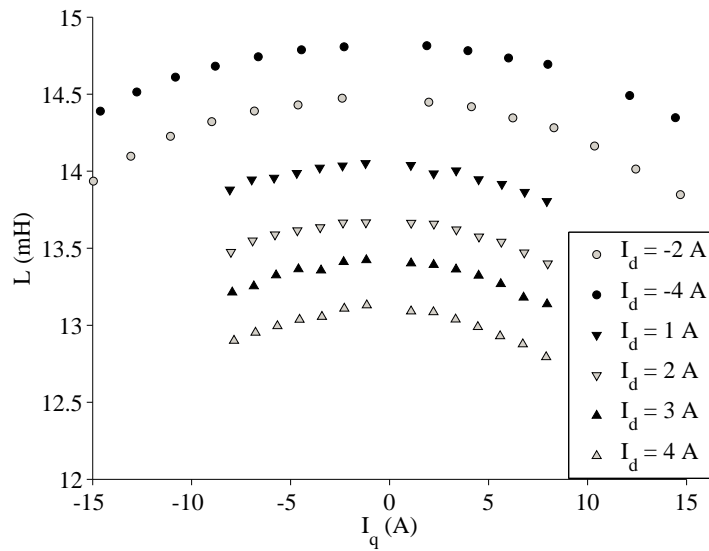
De resultaten voor een Kollmorgen IPMSM (PMSM3) zijn getoond in figuur D.10. De saliency en invloed van de verzadiging zijn er groot (variaties in de orde van 25% tot 50%). In figuur D.12 is ook de cross-saturation duidelijk te zien. De verandering van de  $d$ -as inductantie in functie van zowel  $d$ - als  $q$ -as stromen voor de Kollmorgen IPMSM is gegeven in figuur D.12. Isolijnen geven constante waarden voor de inductanties weer. De grootte van de  $q$ -as stroom beïnvloedt duidelijk de verzadiging in de  $d$ -as en dus de inductantie, zoals besproken in [147].

## D.5 Besluit

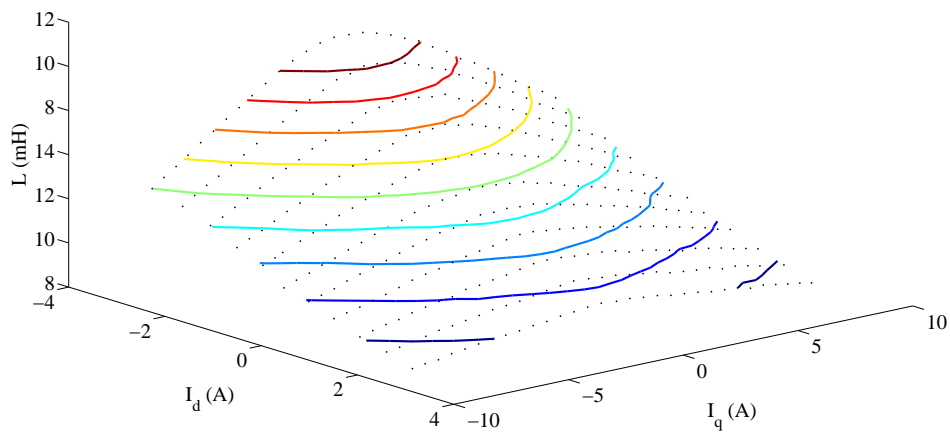
In deze bijlage werd een methode besproken voor de frequentiedomein-identificatie van PMSM's. Deze methode werd ook toegepast op de belangrijkste types PMSM's (SPMSM, IPMSM) door gebruik te maken van een lineaire vermogensversterker.

Drie breedbandige excitatiesignalen werden besproken en getest voor deze methode. De multisinussignalen bieden duidelijk belangrijke theoretische voordelen ten opzichte van de swept sine. Dit is vooral zo wanneer het spectrum goed ontworpen moet zijn (om resonanties te vermijden). Voor de resultaten bekomen uit de experimenten werd echter geen significant verschil vastgesteld tussen het gebruik van de verschillende excitatiesignalen. Ook de reproduceerbaarheid van de metingen is goed.

De frequentie-antwoorden werden gefit met een  $RL$  model. De verandering van de inductantie  $L$  bij verschillende waarden van de DC-bias werd hierbij bestudeerd. Voor de IPMSM's liggen de resultaten volledig in lijn met de verwachtingen. Voor de SPMSM daarentegen wordt duidelijk dat de  $L_d$  en  $L_q$  inductanties (door verzadiging) toch nog significant kunnen verschillen.



Figuur D.11:  $d$ -as inductantie in functie van de stroom in de  $q$ -as voor PMSM1 bij verschillende  $d$ -as bias stromen.



Figuur D.12: Een driedimensionale voorstelling van de  $d$ -as inductantie van PMSM2 in functie van de stromen in de  $d$ -as en  $q$ -as. Een punt stelt een meting voor, isolijnen voor de inductanties zijn in één kleur getekend.

## Referenties

- [1] H. Ward Leonard, "Volts vs. ohms, speed regulation of electric motors," *110th Meeting of the American Institute of Electrical Engineers*, pp. 377–386, Nov. 1896.
- [2] T. Ericson, "The second electronic revolution (it's all about control)," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 46, no. 5, pp. 1778–1786, Sept./Oct. 2010.
- [3] B. K. Bose, "Power electronics and motor drives recent progress and perspective," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 581 – 588, Feb. 2009.
- [4] E. Monmasson, "FPGA-based controllers," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, no. 1, pp. 14–26, Jan. 2011.
- [5] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new trans-vector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Review*, vol. 39, no. 5, pp. 217–219, 1972.
- [6] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [7] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.
- [8] P. Tiitinen, P. Pohjalainen, and J. Lalu, "The next generation motor control method: Direct torque control DTC," *EPE Journal*, vol. 5, no. 1, pp. 14–18, Mar. 1995.
- [9] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 528–536, May 1997.
- [10] M. Niemelä, J. Luukko, and J. Pyrhönen, "Position sensorless PMSM DTC-drive for industrial applications," in *Conf. Proc. EPE*, Graz, 2001, p. 10.
- [11] M. F. Rahman, L. Zhong, M. E. Haque, and M. Rahman, "A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 17–22, Mar. 2003.
- [12] D. Swierczynski and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM) – simulation and experimental results," in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, vol. 1, Nov. 5–8, 2002, pp. 751–755.
- [13] T. Geyer, "Low complexity model predictive control in power electronics and power systems," Ph.D. dissertation, Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zürich, 2005.

- [14] A. Linder, R. Kanchan, R. Kennel, and P. Stolze, *Model-Based predictive control of electric drives*. Göttingen: Cuvillier Verlag, 2010.
- [15] H. Miranda, P. Cortés, J. I. Yuz, and J. Rodríguez, "Predictive torque control of induction machines based on state-space models," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, June 2009.
- [16] J. Maes, "Hoogdynamische snelheidsgeregelde invertorgevoede inductiemachine-aandrijving met en zonder mechanische snelheidsopnemer," Ph.D. dissertation, Ghent University, Belgium, 2001.
- [17] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. New York: Oxford University Press, 1998.
- [18] J. Melkebeek, *Dynamica van elektrische machines en aandrijvingen*. Gent: Cursusnota's, Universiteit Gent, EESA, EELAB, 2011.
- [19] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, May 2008, pp. 1893–1909.
- [20] T. J. Vyncke, F. M. De Belie, K. R. Geldhof, L. Vandevelde, R. K. Boel, and J. Melkebeek, "A simulink state- space model of induction machines including magnetizing-flux saturation," in *Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Taormina, Italy, May , 2006, pp. 1453–1458.
- [21] P. Vas, *Electrical machines and drives: a space-vector theory approach*. New York: Oxford University Press, 1992.
- [22] D. Swierczynski, "Direct torque control with space vector modulation DTC-SVM of inverter-fed permanent magnet synchronous motor drive," Ph.D. dissertation, Warsaw University of Technology, 2005.
- [23] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications*. Burlington: Elsevier, 2011.
- [24] J. Melkebeek, *Gestuurde elektrische aandrijvingen*. Gent: Cursusnota's, Universiteit Gent, EESA, EELAB, 2011.
- [25] M. Zelechowski, "Space vector modulated -direct torque controlled (DTC-SVM) inverter-fed induction motor drive," Ph.D. dissertation, Warsaw University of Technology, 2005.
- [26] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width modulation for Power Converters - Principles and Practice*. Piscataway: Wiley-Interscience, 2003.
- [27] J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters - a new breed of power converters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, no. 3, pp. 509–517, 1996.
- [28] S. Thielemans, "Balancing and control of power electronic flying capacitor multilevel converters," Ph.D. dissertation, Universiteit Gent, 2012.
- [29] S. Thielemans, A. Ruderman, and J. Melkebeek, "Self-precharge in single-leg flying capacitor converters," in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Porto, Portugal, Nov. 3–5, 2009, pp. 809–814.



- [30] A. Ruderman and B. Reznikov, "PWM power converter voltage quality bounds and their applicability to non-PWM control schemes," in *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, Romania, May 22-25, 2010, pp. 618–624.
- [31] A. Ruderman and R. Welch, "Electrical machine PWM loss evaluation basics," in *Proc. Int. Conf. on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS)*, Heidelberg, Germany, Sept. 2005, pp. 58–68.
- [32] R. J. Kerkman, D. Leggate, and G. L. Skibinski, "Interaction of drive modulation and cable parameters on ac motor transients," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, no. 3, pp. 722–731, May/June 1997.
- [33] E. Persson, "Transient effects in application of PWM inverters to induction motors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, no. 5, pp. 1095–1101, Sept./Oct. 1992.
- [34] M. F. Rahman and L. Zhong, "Voltage switching tables for DTC controlled interior permanent magnet motor," in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, vol. 3, San Jose, CA, USA, Nov. 29-Dec. 3 1999, pp. 1445–1451.
- [35] A. Muetze, "Bearing currents in inverter-fed ac motors," Ph.D. dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2004.
- [36] J. Holtz, "Pulsewidth modulation - a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, Dec. 1992.
- [37] J. Zubek, A. Abbondanti, and C. J. Norby, "Pulsewidth modulated inverter motor drives with improved modulation," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 11, no. 6, pp. 695–703, Nov./Dec. 1975.
- [38] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance Direct Torque Control of an induction motor," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, 1987, pp. 163–169.
- [39] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, Oct. 1988.
- [40] M. R. Zolghadri, J. Guiraud, J. Davoine, and D. Roye, "A DSP based direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives," in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, May 17–22, 1998, pp. 2055–2061.
- [41] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, no. 6, pp. 1246–1253, Nov./Dec. 1998.
- [42] L. Tang and M. F. Rahman, "A novel proportional-integral (PI) stator resistance estimator for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, vol. 1, June 1–4, 2003, pp. 382–388.

- [43] M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski, and M. Zelechowski, "Direct power and torque control scheme for space vector modulated ac/dc/ac converter-fed induction motor," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, no. 901, Krakow, Poland, Sept. 5–8, 2004, p. 6.
- [44] T. J. Vyncke, J. A. Melkebeek, and R. K. Boel, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motors – an overview," in *IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering*, no. 28, Ghent, Belgium, Apr. 27–28, 2006, p. 5.
- [45] M. Pacas and J. Weber, "Predictive direct torque control for the PM synchronous machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1350–1356, Oct. 2005.
- [46] P. Vas, A. F. Stronach, M. Rashed, M. Zordan, and B. C. Chew, "DSP implementation of sensorless DTC induction motor and P.M. synchronous motor drives with minimized torque ripples," in *Conf. Proc. EPE*, Lausanne, Switzerland, 1999, p. 9.
- [47] R. Kennel, E. E. El-kholy, S. Mahmoud, A. El-refaei, and F. Elkady, "Improved direct torque control for induction motor drives with rapid prototyping system," *Energy Conversion and Management*, vol. 47, pp. 1999–2010, Nov. 2006.
- [48] J. Beerten, J. Verveckken, and J. Driesen, "Comparison of three-level torque hysteresis controllers for direct torque control," in *Proceeding of IEEE EUROCON*, St. Petersburg, 18–23 May 2009, p. 6.
- [49] T. J. Vyncke, S. Thielemans, T. Dierickx, R. Dewitte, M. Jaxsens, and J. A. Melkebeek, "Design choices for the prediction and optimization stage of finite-set model based predictive control," in *Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 14–15 2011, pp. 47 – 54.
- [50] T. Dierickx, "Voorspellende statorflux-gebaseerde koppelregeling van inductiemachines," Master's thesis, Universiteit Gent, 2011.
- [51] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, no. 5, pp. 1045–1053, Sept./Oct. 1992.
- [52] B. H. Kenny and R. D. Lorenz, "Stator- and rotor-flux-based deadbeat direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 4, pp. 1093–1101, July/Aug. 2003.
- [53] P. Vas, *Artificial-intelligence-based electrical machines and drives*. New York: Oxford University Press, 2006.
- [54] M. N. Cirstea, A. Dinu, J. G. Khor, and M. McCormick, *Neural and fuzzy logic control of drives and power systems*. Oxford: Newnes, 2002.
- [55] P. Z. Grabowski, M. P. Kazmierkowski, B. K. Bose, and F. Blaabjerg, "A

- simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 863–870, Aug. 2000.
- [56] R. Rojas, *Neural networks, a systematic introduction*. London: Springer-Verlag, 1996.
- [57] V. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, Feb. 1993.
- [58] T. Orowska-Kowalska, M. Kaminski, and K. Szabat, "Implementation of a sliding-mode controller with an integral function and fuzzy gain value for the electrical drive with an elastic joint," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 14, pp. 1309–1317, 2010.
- [59] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotnak, "High-performance induction motor control via input-output linearization," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 14, no. 4, pp. 25–33, Aug. 1994.
- [60] R. Ortega, N. Barabanov, and G. E. Valderrama, "Direct torque control of induction motors: stability analysis and performance improvement," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 46, no. 8, pp. 1209–1222, Aug. 2001.
- [61] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, "Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, June 2009.
- [62] J. Richalet, A. Rault, J. Testud, and J. Papon, "Model predictive heuristic control: Application to industrial processes," *Automatica*, vol. 14, no. 2, pp. 413–428, 1978.
- [63] Rossiter, *Model-Based Predictive Control, a Practical Approach*. Boca Raton: CRC Press, 2003.
- [64] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. London: Springer-Verlag, 1998.
- [65] S.-M. Yang and C.-H. Lee, "A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, Issue 5, pp. 772–778, Sept. 2002.
- [66] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. Toliyat, "Predictive current control of voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, Issue 3, pp. 585–593, June 2004.
- [67] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifier and active filters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, Issue 3, pp. 613–620, May/June 1999.
- [68] F. Morel, X. Lin-Shi, J.-M. Rétif, B. Allard, and C. Buttay, "A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2715–2728, July 2009.

- [69] D. W. Clarke, C. Mohtadi, and P. S. Tuffs, "Generalized predictive control. Part I: The basic algorithm," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137–148, 1987.
- [70] R. Kennel, A. Linder, and M. Linke, "Generalized predictive control (GPC) - ready for use in drive applications?" in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, no. 4, Vancouver, Canada, June 17–21, 2001, pp. 1839 – 1844.
- [71] A. Bemporad, M. Morari, V. Dua, and E. N. Pistikopoulos, "The explicit solution of model predictive control via multiparametric quadratic programming," in *Proc. American Control Conference ACC2000*, Chicago, USA, Aug. 2000, pp. 872–876.
- [72] A. Bemporad, F. Borrelli, and M. Morari, "Piecewise linear optimal controllers for hybrid systems," in *Proc. American Control Conference ACC2000*, Chicago, USA, Aug. 2000, pp. 1190–1194.
- [73] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model predictive direct torque control – Part I: concept, algorithm, and analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, June 2009.
- [74] P. Lezana, R. Aguilera, and D. E. Quevedo, "Model predictive control of an asymmetric flying capacitor converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1839–1846, June 2009.
- [75] T. J. Vyncke, S. Thielemans, and J. A. Melkebeek, "An area-time efficient FPGA implementation of online finite-set model based predictive controllers for flying capacitor inverters," in *Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems (ELECTRIMACS)*, Gennevilliers, France, June 6-8 2011.
- [76] T. J. Vyncke, S. Thielemans, M. Jacxsens, and J. A. A. Melkebeek, "Analysis of design choices in model based predictive control of flying-capacitor inverters," *COMPEL-The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 31, no. 2, pp. 619–635, Feb. 2012.
- [77] S. Thielemans, T. J. Vyncke, and J. A. A. Melkebeek, "Weight factor selection for model based predictive control of a four-level flying-capacitor inverter," *IET Power Electr.*, 2012, in press.
- [78] S. Thielemans, T. J. Vyncke, M. Jacxsens, and J. A. Melkebeek, "FPGA implementation of online finite-set model based predictive control for power electronics," in *Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 14-15 2011, pp. 63 – 69.
- [79] R. Dewitte, "Analyse van de kostenfunctie bij een voorspellende regeling van flying capacitor convertoren." Master's thesis, Universiteit Gent, 2011.
- [80] T. Geyer, "Generalized model predictive direct torque control: long predic-

- tion horizons and minimization of switching losses,” in *IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, Shanghai, China, Dec. 2009, p. 6.
- [81] M. Jacxsens, “Modelgebaseerde voorspellende regelstrategie voor flying capacitor multilevel convertoren,” Master’s thesis, Universiteit Gent, 2010.
- [82] R. Cortes, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, “Predictive control of a three-phase UPS inverter using two steps prediction horizon,” in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Vina del Mar, Chile, 2010, pp. 1283–1288.
- [83] S. Thielemans, T. Vyncke, and J. Melkebeek, “Voltage quality analysis of a three-level flying capacitor inverter with model based predictive control,” in *IEEE 8th International Conference on Power Electronics ICPE-ECCE Asia*, Jeju, Korea, June 2011, p. 8.
- [84] F. De Belie, “Vectorregeling van synchrone machines met permanente-magneetbekrachtiging zonder mechanische positieensor,” Ph.D. dissertation, Universiteit Gent, 2010.
- [85] D. Novotny and T. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. London: Oxford University Press, 1996.
- [86] T. J. Vyncke, S. Thielemans, and J. A. Melkebeek, “Finite-set model based predictive control for flying-capacitor inverters: cost function design and efficient FPGA implementation,” *IEEE Tran. Ind. Informatics*, under review.
- [87] Z. Sorchini and P. T. Krein, “Formal derivation of direct torque control for induction machines,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1428–1436, Sept. 2006.
- [88] L. Laurila, H. Sarén, and J. Pyrhönen, “Converter unidealities causing torque ripple in direct torque controlled PMSM drives,” in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Bruges, Belgium, Aug.
- [89] J. Luukko, “Direct torque control of permanent magnet synchronous machines - analysis and implementation,” Ph.D. dissertation, Lappeenranta University of Technology, 2000.
- [90] T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo, and I. Takahashi, “Enlarging switching frequency in direct torque-controlled inverter by means of dithering,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 6, pp. 1358–1366, Nov./Dec. 1999.
- [91] J. Luukko, O. Pyrhönen, M. Niemelä, and J. Pyrhönen, “Limitation of the load angle in a direct-torque-controlled synchronous machine drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 793–798, Aug. 2004.
- [92] F. B. Salem and A. Masmoudi, “A comprehensive analysis of the inverter switching frequency in Takahashi DTC strategy,” *COMPEL-The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 26, no. 1, pp. 148–166, 2007.
- [93] J. Beerten, J. Verveckken, and J. Driesen, “Predictive direct torque control

- for flux and torque ripple reduction.” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 404–412, Jan. 2010.
- [94] G. Papafotiou, J. Kley, K. G. Papadopoulos, P. Bohren, and M. Morari, “Model predictive direct torque control – Part II: implementation and experimental evaluation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, Issue 6, pp. 1906–1915, June 2009.
- [95] P. Loh, G. Bode, and P.-C. Tan, “Modular hysteresis current control of hybrid multilevel inverters,” *IET Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 1, pp. 1–8, Jan. 2005.
- [96] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, and G. Cirrincione, “A new direct torque control strategy for the minimization of common-mode emissions,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 42, no. 2, pp. 504–517, Mar./Apr. 2006.
- [97] S. Bolognani, S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, “Design and implementation of model predictive control for electrical motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1925–1936, June 2009.
- [98] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Scordato, and G. Vitale, “A low-cost three-level converter for low-power electrical drives with induction motor applied to direct torque control,” in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Aachen, Germany, 2004, pp. 4571–4577.
- [99] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, and A. Perfetto, “An improved multi-level dtc drive,” in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Vancouver, Canada, June 17–21, 2001, pp. 1452–1457.
- [100] J. Rodriguez, J. Pontt, S. Kouro, and P. Correa, “Direct torque control with imposed switching frequency in an 11-level cascaded inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 827–833, Aug. 2004.
- [101] M. F. Rahman, M. E. Haque, L. Tang, and L. Zhong, “Problems associated with the direct torque control of an interior permanent-magnet synchronous motor drive and their remedies,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 799–809, Aug. 2004.
- [102] A. Llor, J. Rétif, X. Lin-Shi, and S. Arnalte, “Direct stator flux linkage control technique for a permanent magnet synchronous machine,” in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, June 15–19, 2003, pp. 246–250.
- [103] V. Comnac, M. Cernat, F. Moldoveanu, and I. Draghici, “Sensorless speed and direct torque control of surface permanent magnet synchronous machines using an extended kalman filter,” in *Conf. Proc. 9th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED’01)*, Dubrovnik, Croatia, June 27–29, 2001, p. 6.
- [104] J. Luukko, M. Niemelä, and J. Pyrhönen, “Estimation of the flux linkage in a direct-torque-controlled drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2,

- pp. 283–287, Apr. 2003.
- [105] G. D. Andreescu and A. Popa, “Flux estimator based on integrator with DC-offset correction loop for sensorless direct torque and flux control,” in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Bruges, Belgium, Aug. 2002, p. 6.
- [106] B. Lang, W. Liu, and G. Luo, “A new observer of stator flux linkage for permanent magnet synchronous motor based on kalman filter,” in *Proc. 2nd IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications*, Harbin, China, May 2007, pp. 1813 – 1817.
- [107] G. D. Andreescu, C. I. Pitic, F. Blaabjerg, and I. Boldea, “Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 393 – 402, June 2008.
- [108] M. Hinkkanen and J. Luomi, “Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 4, pp. 818 – 820, Aug. 2003.
- [109] B. K. Bose and N. R. Patel, “A programmable cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 140–143, Feb. 1997.
- [110] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, “An implementation of a programmable cascaded low-pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 257–263, Mar. 2004.
- [111] T. J. Vyncke, R. K. Boel, and J. A. Melkebeek, “A comparison of stator flux linkage estimators for a direct torque controlled PMSM drive,” in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Porto, Portugal, Nov.3–5, 2009, p. 6.
- [112] G. S. Buja and R. Menis, “Steady-state performance degradation of a DTC IM drive under parameter and transduction errors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1749–1760, Apr. 2008.
- [113] S. Mir, M. E. Elbuluk, and D. S. Zinger, “PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 13, no. 2, pp. 279–287, Mar. 1998.
- [114] C. Lascu and G. D. Andreescu, “Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 785 – 794, June 2006.
- [115] A. Piippo, M. Hinkkanen, and J. Luomi, “Adaptation of motor parameters in sensorless PMSM drives,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 45, no. 1, pp. 203 –212, Jan./Feb. 2009.

- [116] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 6, pp. 1741–1747, Nov./Dec. 2003.
- [117] S. Thielemans, "Digitale controle van een inductiemachine met behulp van een Kalman filter," Master's thesis, Universiteit Gent, 2006.
- [118] T. J. Vyncke, R. K. Boel, and J. A. Melkebeek, "On extended kalman filters with augmented state vectors for the stator flux estimation in SPMSMs," in *Conf. Proc. Applied Power Electronics Conference*, Palm Springs, CA., USA, Feb. 21–25, 2010, p. 8.
- [119] T. J. Vyncke, F. M. De Belie, R. K. Boel, J. A. Melkebeek, Y. Cheng, and P. Lataire, "Identification of PM synchronous machines in the frequency domain by broadband excitation," in *Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Ischia, Italy, June 11–13, 2008, pp. 1253 – 1258.
- [120] T. Vandoorn, F. De Belie, T. J. Vyncke, J. A. Melkebeek, and P. Lataire, "Identifying synchronous machines by using multisinusoidal test signals generated by a voltage-source converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 430–439, Jan. 2010.
- [121] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "EKF-based sensorless IPM synchronous motor drive for flux-weakening applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 3, pp. 768 – 775, May/June 2003.
- [122] L. Idkhajine, E. Monmasson, W. Naouar, A. Prata, and K. Bouallaga, "Fully integrated FPGA-based controller for synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4006 –4017, Oct. 2009.
- [123] J. Luukko and J. Pyrhönen, "Selection of the flux linkage reference in a Direct Torque Controlled permanent magnet synchronous motor drive," in *Conference Proceedings IEEE AMC*, Coimbra, Portugal, 1998, pp. 198–203.
- [124] J. Faiz and S. H. Mohseni-Zonoozi, "A novel technique for estimation and control of stator flux of a salient-pole PMSM in DTC method based on MT-PF," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, pp. 262–271, Apr. 2003.
- [125] T. J. Vyncke, S. Thielemans, and J. A. Melkebeek, "Simulation-based weight factor selection and FPGA prediction core implementation for finite-set model based predictive control of power electronics," *Mathematics and Computers in Simulation*, under review.
- [126] P. Zanchetta, "Heuristic multi-objective optimization for cost function weights selection in finite states model predictive control," in *Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 14–15 2011, pp. 107–112.
- [127] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 2,



- pp. 504 – 510, Mar./Apr. 2003.
- [128] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. Wheeler, “Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, Dec. 2008.
- [129] B. Welchko, T. Lipo, T. Jahns, and S. Schulz, “Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, July 2004.
- [130] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, “Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1134–1141, Oct. 2000.
- [131] A. Anta and P. Tabuada, “To sample or not to sample: Self-triggered control for nonlinear systems,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 55, no. 9, pp. 2030–2042, Sept. 2010.
- [132] M. Preindl and S. Bolognani, “Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM-VSI drive systems,” in *Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 14–15 2011, pp. 17–23.
- [133] E. Fuentes and R. Kennel, “Finite-set model predictive control of the two-mass-system,” in *Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 14–15 2011, pp. 82–87.
- [134] R. W. De Doncker and D. W. Novotny, “The universal field oriented controller,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, no. 1, Jan./Feb. 1994.
- [135] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, “Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 22, no. 4, pp. 738–747, July/Aug. 1986.
- [136] K. De Gussemé, D. Van De Sype, J. Van Den Keybus, A. Van den Bossche, and J. Melkebeek, “Fully equipped half bridge building block for fast prototyping of switching power converters,” in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Aachen, Germany, 2004, pp. 1538–1544.
- [137] E. Monmasson and M. N. Cirstea, “FPGA design methodology for industrial control systems – a review,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 1824–1842, Aug. 2007.
- [138] L. Idkhajine and E. Monmasson, “Design methodology for complex FPGA-based controllers - application to an EKF sensorless AC drive,” in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy, Sept. 2010, p. 6.
- [139] W. Naouar, E. Monmasson, A. Naassani, I. Slama-Belkhodja, and N. Patin, “FPGA-based current controllers for ac machine drives - a review,” *IEEE*

- Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 1907–1925, Aug. 2007.
- [140] M. Duran, J. Prieto, F. Barrero, and S. Toral, “Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3253–3263, Aug. 2011.
- [141] *IEEE Standard 115-1995, IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines*, IEEE Std. 115 ISBN 1-55 937-710-0, 1995.
- [142] J. Verbeeck, “Standstill frequency response measurement and identification methods for synchronous machines,” Ph.D. dissertation, Vrije Universiteit Brussel, 2000.
- [143] T. J. Vyncke, F. M. De Belie, R. K. Boel, J. A. Melkebeek, Y. Cheng, and P. Lataire, “Frequency domain identification of synchronous machines by multisine excitation,” in *Proceedings of the 4th IEEE Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering (YRS 2008)*, Eindhoven, The Netherlands, Feb. 2008.
- [144] K. Vandemergel, F. De Belie, T. Vandoorn, T. J. Vyncke, and J. Melkebeek, “Improved modelling of PMSMs taking into account conductive rotor parts,” in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy.
- [145] R. Pintelon and J. Schoukens, *System Identification a Frequency Domain Approach*. Piscataway, NJ: IEEE Press, ISBN 0-7803-6000-1, 2001.
- [146] N. Dedene, R. Pintelon, and P. Lataire, “Estimation of a global synchronous machine model using a multiple-input multiple-output estimator,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 11–16, Feb. 2003.
- [147] F. M. De Belie, T. J. Vyncke, J. A. Melkebeek, K. R. Geldhof, L. Vandeveld, and R. K. Boel, “On the influence of saturation and mutual coupling of both orthogonal magnetic axes on a MTPA controlled interior PMSM drive,” in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Chania, Greece, 2006, pp. OTM2–5.

